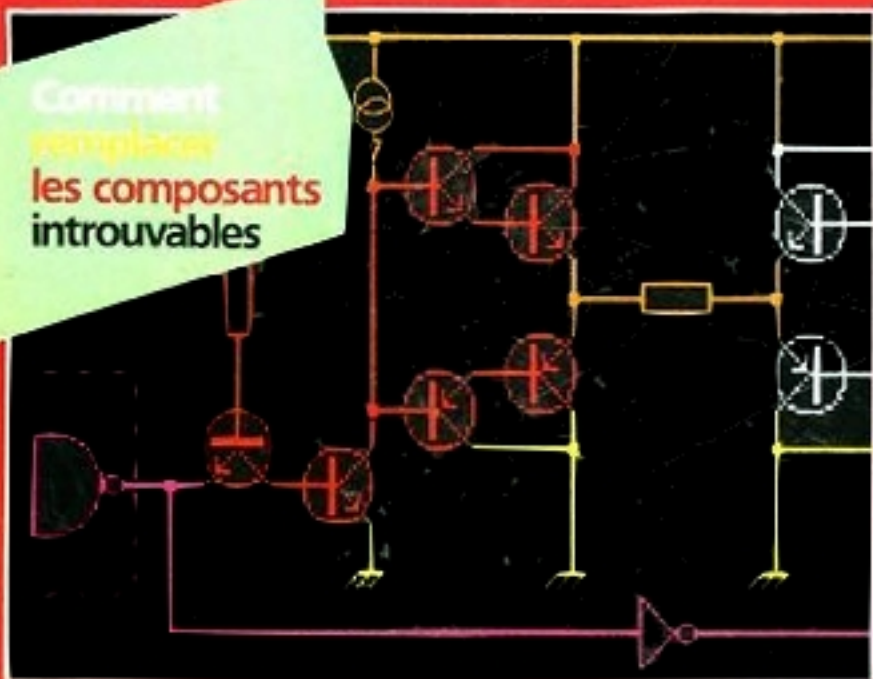


CALCUL PRATIQUE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES

2 AMPLIS DE PUISSANCE

Comment
remplacer
les composants
introuvables



technologie des composants électroniques

5^e
EDITION

tome 1

technologie des composants électroniques

5^e
EDITION
entièrement
refondue et

tome 2

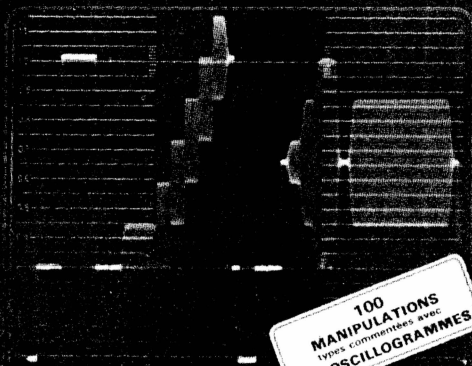
- résistances
- condensateurs
- bobinages
- normes
- essais

R. BESSON

J.C. RÉGHINOT - P. BECKER

PRATIQUE DES OSCILLOSCOPES

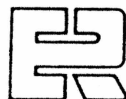
TECHNIQUE-MESURES-MANIPULATIONS



**100
MANIPULATIONS**
types commentées avec
350 OSCILLOGRAMMES

- diodes
- transistors
- thyristors
- circuits intégrés
- opto-électronique

R. BESSON

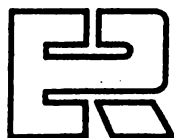


Editions Radio

SECF
R
EDITIONS RADIO

J.-C. FANTOU

**CALCUL PRATIQUE
DES
CIRCUITS ELECTRONIQUES
2 AMPLIS DE PUISSANCE**



ÉDITIONS RADIO

**189, RUE SAINT-JACQUES - 75005 PARIS
TEL. (1).43.29.63.70**

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal.

© Éditions Radio, Paris 1987 <i>Tous droits de traduction, de reproduction et d'adaptation réservés pour tous pays.</i>	Imprimé en France par Berger-Levrault, Nancy Dépôt légal : septembre 1987 Éditeur n° 1081 - Imprimeur : 779026 I.S.B.N. 2 7091 1015 6
---	---

1^{re} partie

les amplificateurs analogiques

L'électronique actuelle se scindant en deux grandes branches selon que les signaux traités sont de type analogique ou numérique, c'est donc vers les amplificateurs de puissance de signaux analogiques que nous allons orienter la première partie de cette étude. C'est ainsi que vous découvrirez au fil des 12 chapitres qui la constituent comment...

- 1. réaliser un amplificateur de puissance élémentaire,*
- 2. mettre en œuvre l'étage amplificateur à collecteur commun,*
- 3. supprimer le courant continu dans la charge,*
- 4. annuler le courant de repos de l'étage de puissance,*
- 5. éliminer la distorsion de raccordement,*
- 6. réduire le courant dans le pont de polarisation,*
- 7. insérer un étage d'attaque,*
- 8. rendre le courant de repos indépendant du niveau du signal,*
- 9. améliorer la linéarité de l'étage d'attaque,*
- 10. compenser la dérive thermique des transistors,*
- 11. limiter le gain en tension de l'étage d'attaque,*
- 12. l'ordre dans lequel il faut effectuer les calculs.*

1

Comment réaliser un amplificateur de puissance élémentaire

Lorsque l'on cherche à réaliser un amplificateur de puissance élémentaire, la première idée qui vient à l'esprit consiste à employer un transistor monté en émetteur commun, tel que celui de la figure 1.

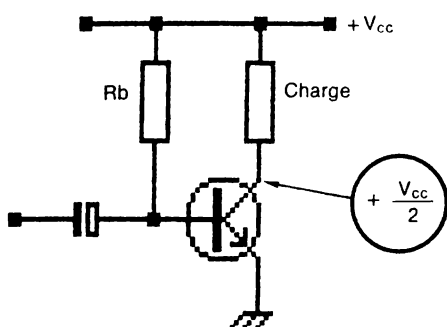


Fig. 1 : Un transistor monté en émetteur commun peut servir d'amplificateur de puissance.

L'on y retrouve la charge (qui peut être un haut-parleur, un casque, un moteur, etc, etc...) placée dans le circuit de collecteur d'un transistor de puissance, lequel est polarisé en classe A à l'aide du résisteur de base R_b . Pour mémoire, la classe A consiste à faire apparaître aux bornes de la charge une tension continue de repos égale à la moitié de la tension d'alimentation.

La résistance de charge étant connue au départ (c'est celle de la charge...), il s'en suit que le calcul des éléments de cet étage se limite à celui du résisteur R_b de polarisation de la base du transistor :

$$V_b \approx 2 \cdot \beta \cdot R_{charge} \quad (\text{en ohms})$$

Ainsi, si l'on prend l'exemple d'une charge de $16\ \Omega$ placée dans le circuit de collecteur d'un transistor de gain en courant égal à 100, on obtient un résisteur de polarisation de :

$$R_b \# 2 \cdot \beta \cdot R_{\text{charge}}$$

$$R_b \# 2 \cdot 100 \cdot 16$$

$$R_b \# 3200 \text{ ou } 3,2\ \text{k}\Omega$$

Remarque : *Vous noterez que le calcul de la valeur du résisteur de polarisation ne fait pas intervenir la tension d'alimentation. Cela est dû au fait que le point de repos est fixé à la moitié de celle-ci.*

Ceci fait, il est intéressant de déterminer la puissance thermique que va devoir dissiper le (pauvre...) transistor de puissance, ne serait-ce que pour connaître le type de radiateur thermique vers lequel vous allez orienter vos recherches.

Sachant que le transistor de puissance est polarisé de telle sorte que sa tension continue de repos soit égale à $V_{cc}/2$, vous allez pouvoir calculer la puissance thermique qu'il va devoir dissiper à l'aide de la formule suivante :

$$P_{\text{max}} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts})$$

C'est ainsi qu'un transistor alimenté sous 12 volts et chargé par une charge de 4 ohms va devoir dissiper en pure perte la quantité de chaleur suivante :

$$P_{\text{max}} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{max}} \# \frac{12 \cdot 12}{4 \cdot 4}$$

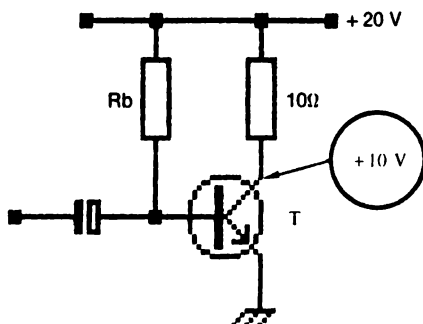
$$P_{\text{max}} \# 9\ \text{W}$$

Quant à la puissance efficace du signal alternatif qu'il est possible d'obtenir aux bornes de la charge (à la limite de l'écrtage...), celle-ci se calcule à l'aide de la formule que voici :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exemple d'application n° 1

Déterminez les valeurs et caractéristiques des composants du montage amplificateur suivant, sachant que le transistor de puissance est un modèle npn de gain en courant β égal à 100.



Pour débiter, vous allez calculer la valeur du résisteur Rb de polarisation du transistor de puissance. Sachant que la tension continue de repos du collecteur est égale à 10 volts, c'est-à-dire à la moitié de la tension d'alimentation, la valeur de ce résisteur s'établit à :

$$R_b \approx 2 \cdot \beta \cdot R_{charge}$$

$$R_b \approx 2 \cdot 100 \cdot 10$$

$$R_b \approx 2000 \, \Omega \text{ ou } 2 \, k\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée (dans la gamme 10 % s'entend...), vous allez opter pour un résisteur de 1,8 kΩ ou 2,2 kΩ selon ce qui convient le mieux.

Côté puissance utile, un tel montage amplificateur est capable de délivrer une puissance efficace de sortie de :

$$P_{sortie} \approx \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_{charge}}$$

$$P_{sortie} \approx \frac{20 \cdot 20}{8 \cdot 10}$$

$$P_{sortie} \approx 5 \, W \text{ (efficaces)}$$

Quant à la puissance thermique que va devoir dissiper le transistor T, celle-ci a pour valeur :

$$P_{\max} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{charge}}$$

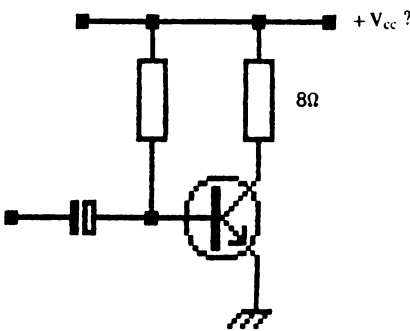
$$P_{\max} \# \frac{20 \cdot 20}{4 \cdot 10}$$

$$P_{\max} \# 10 \text{ W}$$

Vous noterez au passage le mauvais rendement d'un tel montage qui dissipe une puissance thermique de 10 Watts dans le transistor de puissance pour ne produire qu'une puissance efficace de sortie de 5 Watts. Il est vraisemblable qu'on doit pouvoir faire mieux.

Exemple d'application n° 2

Déterminez la tension d'alimentation qui permet d'obtenir une puissance de sortie de 25 watts efficaces dans une charge de 8 ohms à partir du montage suivant :



Pour obtenir la valeur de la tension d'alimentation que l'on recherche, point n'est besoin de connaître les caractéristiques des composants de ce montage. Il suffit tout simplement d'appliquer à l'envers la formule :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_{charge}}$$

$$V_{cc} \# \sqrt{P_{\text{sortie}} \cdot 8 \cdot R_{charge}}$$

$$V_{cc} \# \sqrt{25 \cdot 8 \cdot 8}$$

$$V_{cc} \# 40 \text{ V}$$

2

Comment mettre en œuvre l'étage amplificateur à collecteur commun ?

Le montage précédent n'était rien d'autre qu'une adaptation à l'amplification de puissance du montage traditionnel en émetteur commun d'un transistor. Or, si un tel montage est parfaitement adapté à l'amplification de signaux de faible puissance, il n'en est plus de même dès qu'il lui faut fournir plusieurs dizaines de watts dans une charge de faible résistance.

Connaissez-vous le montage à collecteur commun ?... De gain en tension égal à l'unité mais capable d'amplifier fortement un courant sans déformation (ce qui n'était pas le cas précédemment...), ce montage est l'étage de sortie par excellence d'un amplificateur de puissance. De surcroît, sa résistance de sortie est extrêmement basse, ce qui ne peut que favoriser le transfert d'énergie vers la charge.

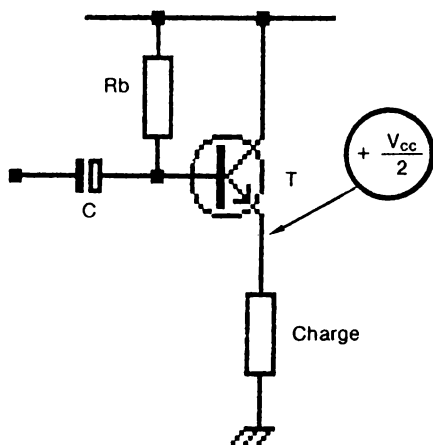
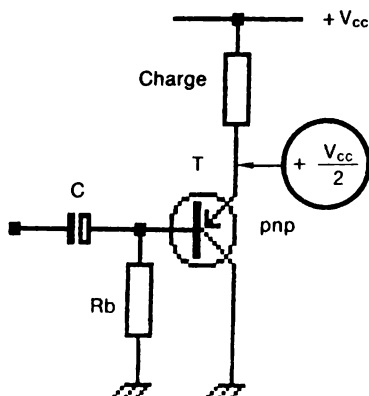


Fig. 2.1 : Dans le montage à collecteur commun, la charge est placée dans le circuit d'émetteur du transistor.

Or, la disposition de la figure 2.1 n'est pas la seule qui puisse se concevoir !... Tout comme un miroir inverse l'image de l'objet qu'il réfléchit, un transistor pnp permet d'inverser les polarités du circuit d'alimentation ou, ce qui est une autre façon de voir les choses, de permettre le raccordement de la charge non plus à la masse, mais au pôle positif de l'alimentation.

Fig. 2.2 : Avec un transistor pnp, la charge est raccordée non plus à la masse, mais au pôle positif de l'alimentation.



Comme précédemment, cet étage à collecteur commun est polarisé en classe A avec une tension de repos d'émetteur égale (ou en tout cas voisine...) à la moitié de la tension d'alimentation et ce, dans le but d'obtenir la plus grande excursion de tension du signal alternatif de sortie.

Dans ces conditions, le résistor de base ne reçoit plus (lui aussi...) que la moitié de la tension d'alimentation, ce que confirme la formule de calcul de ce résistor :

$$R_b \# \beta \cdot R_{\text{charge}} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : Si vous comparez cette formule à son homologue du montage précédant à émetteur commun, vous allez constater qu'elle n'en diffère que d'un facteur 2 dû, précisément, au fait que le résistor de base ne chute cette fois-ci que la moitié de la tension d'alimentation.

Du côté de la puissance dissipée par effet joule dans le transistor pnp de puissance, là par contre, il n'y a aucun changement. Celle-ci est toujours égale à :

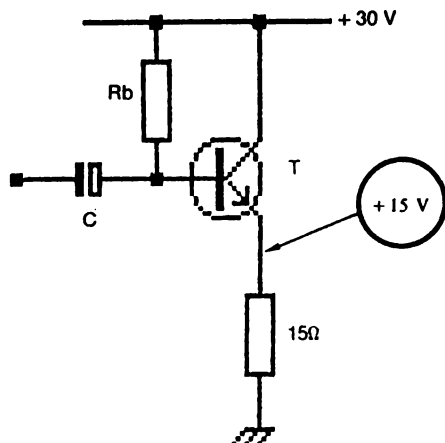
$$P_{\text{max}} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts})$$

Il en est (presque...) de même en ce qui concerne la puissance efficace de sortie qu'un tel montage à collecteur commun est susceptible de fournir :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 2)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exemple d'application n° 1

Déterminez la valeur du résisteur de polarisation ainsi que les puissances mises en jeu (thermique et efficace de sortie) du montage amplificateur suivant, sachant que le transistor de puissance est un modèle npn de 80 de gain en courant.



Comme il s'agit d'un étage amplificateur dont le transistor de puissance est monté en collecteur commun (la charge étant dans le circuit d'émetteur...), vous allez débiter par le calcul du résisteur de polarisation :

$$R_b \approx \beta \cdot R_{\text{charge}}$$

$$R_b \approx 80 \cdot 15$$

$$R_b \approx 1200 \, \Omega \text{ ou } 1,2 \, \text{k}\Omega$$

Ceci étant, vous allez calculer la puissance thermique dissipée par effet joule dans le transistor de puissance de façon à déterminer le type de transistor qui convient à un tel étage de puissance, ainsi que la taille du radiateur sur lequel il devra être fixé :

$$P_{\text{max}} \approx \frac{V_{\text{cc}}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{max}} \approx \frac{30 \cdot 30}{4 \cdot 15}$$

$$P_{\text{max}} \approx 15 \, \text{W}$$

Ce point étant acquis, il vous reste à calculer la puissance efficace maximale que peut délivrer cet étage de puissance. Celle-ci s'établit à :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{\text{cc}} - 2)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$$

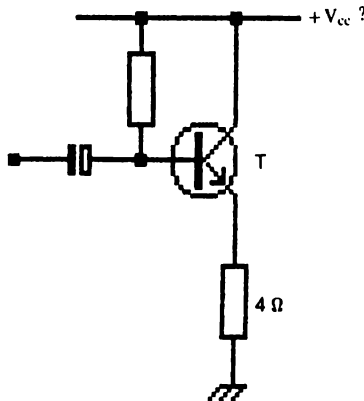
$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(30 - 2)^2}{8 \cdot 15}$$

$$P_{\text{sortie}} \# 6,5 \text{ W (efficaces)}$$

Vous noterez que le rendement de ce montage à collecteur commun est tout aussi mauvais que celui de son prédécesseur à émetteur commun.

Exemple d'application n° 2

Quelle doit être la tension d'alimentation d'un étage de puissance à collecteur commun, sachant qu'il doit délivrer une puissance efficace de sortie de 10 watts sur une charge de 4Ω ?



La tension minimale d'alimentation d'un tel étage à collecteur commun va nous être fournie par la formule de calcul de la puissance efficace de sortie qu'il suffit d'inverser. On obtient alors :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{\text{cc}} - 2)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$V_{\text{cc}} \# \sqrt{8 \cdot P_{\text{sortie}} \cdot R_{\text{charge}}} + 2$$

$$V_{\text{cc}} \# \sqrt{8 \cdot 10 \cdot 4} + 2$$

$$V_{\text{cc}} \# 20 \text{ V}$$

3

Comment supprimer le courant continu dans la charge

Les deux montages précédents, qu'il s'agisse de celui en émetteur commun comme de celui en collecteur commun, sont tous deux affectés d'un défaut majeur : ils font circuler un courant continu en permanence dans la charge.

En quoi la circulation d'un courant continu dans une charge peut-elle être gênante ?... Mais parce que cela constitue un gaspillage d'énergie qui, transformée en chaleur dans la charge, peut très bien endommager cette dernière par échauffement excessif. De surcroît, ce courant permanent peut créer au sein des bobinages électromagnétiques (haut-parleur, moteur électrique, etc...) des champs antagonistes qui peuvent en perturber profondément le fonctionnement. Toutes ces raisons (et bien d'autres encore...) concourent donc à la recherche de solutions visant à éliminer la circulation du courant de repos du transistor dans la charge.

La première à voir le jour (elle date du début du transistor...) consiste à placer un transformateur dans le circuit de collecteur du transistor, la charge étant alors connectée au secondaire de ce transformateur. De ce fait, elle n'est plus soumise qu'au seul signal alternatif de sortie, le courant continu de repos étant sans effet sur le circuit secondaire du transformateur.

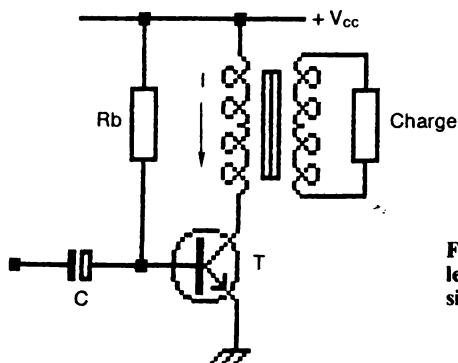


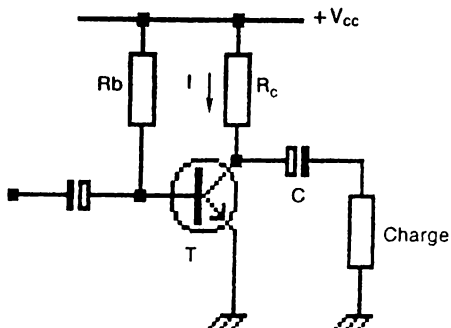
Fig. 3.1 : Un transformateur permet d'isoler la charge du courant de repos du transistor de puissance.

Attention : L'insertion d'un transformateur n'est possible que dans le circuit de collecteur d'un transistor. Cela exclut donc son emploi avec l'étage amplificateur à collecteur commun.

Bien que fort intéressante à étudier, nous n'en dirons pas plus sur cette solution à transformateur, pour la bonne et simple raison que ce composant n'existe plus dans le commerce depuis « belle lurette ».

Une seconde solution pour supprimer le courant continu de repos dans la charge consiste à disposer celle-ci en parallèle sur un résistor de faible valeur placé dans le circuit de collecteur du transistor, la liaison entre ce résistor et la charge se faisant au moyen d'un condensateur (voir figure 3.2).

Fig. 3.2 : Un condensateur permet également d'isoler la charge du courant de repos du transistor.



Or, pour séduisante qu'elle puisse paraître, une telle solution est difficilement envisageable. Pourquoi !... Parce que, faisant basculer la droite de charge dynamique autour du point de repos de la droite de charge statique, elle divise par un facteur non négligeable la valeur maximale de la tension de sortie disponible aux bornes de la charge.

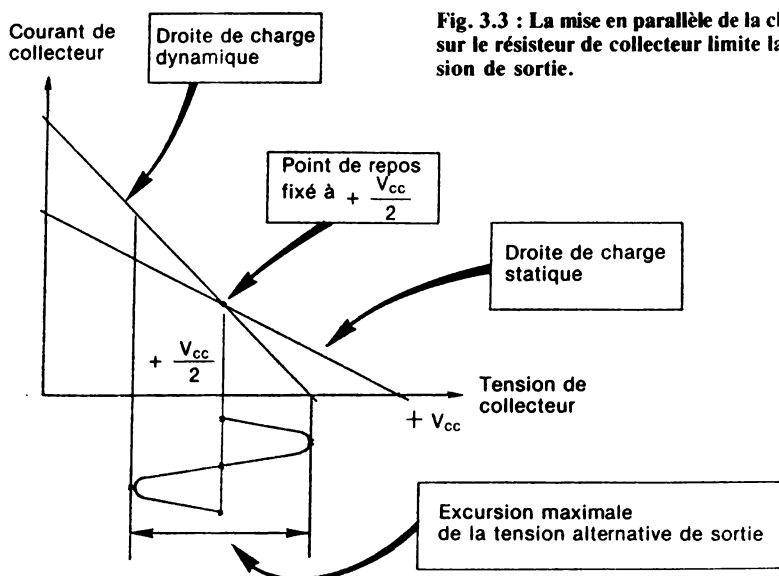


Fig. 3.3 : La mise en parallèle de la charge sur le résistor de collecteur limite la tension de sortie.

Ainsi, si l'on dispose en parallèle sur le résistor de collecteur une charge de même résistance, on obtient une droite dynamique de pente double, ce qui ne permet plus d'obtenir qu'une excursion maximale de la tension de sortie égale à la moitié de la tension d'alimentation. C'est peu !...

Tout au plus peut-on déplacer le point de repos sur la droite de charge statique en le fixant à une tension égale à $\frac{V_{cc}}{3}$. On obtient alors un accroissement de la valeur maximale de la tension alternative disponible qui, de la moitié de la tension d'alimentation devient égale aux $\frac{2}{3}$ de celle-ci.

Et le montage à collecteur commun dans tout cela, comment supporte-t-il un tel branchement en parallèle de la charge sur son résistor d'émetteur ?

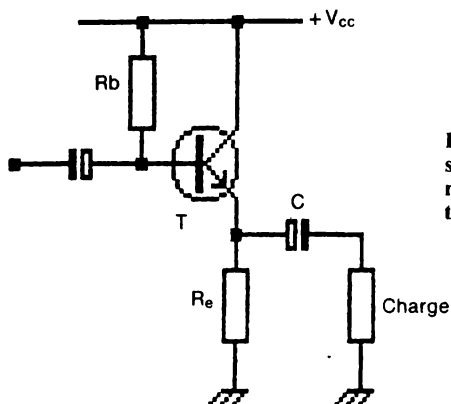


Fig. 3.4 : La mise en parallèle de la charge sur le résistor d'émetteur produit les mêmes effets que sur le montage à émetteur commun.

Pas mieux que son prédécesseur !... Une mise en parallèle reste une mise en parallèle, qu'elle se produise dans un circuit de collecteur ou un circuit d'émetteur de transistor. C'est pourquoi le montage à collecteur commun possède (sur ce plan tout au moins...) les mêmes limitations que son prédécesseur à émetteur commun.

Une troisième solution pour empêcher le courant de repos de traverser la charge est de polariser l'autre extrémité de celle-ci par une tension continue égale à la moitié de la tension d'alimentation. On obtient alors le schéma de la figure 3.5 :

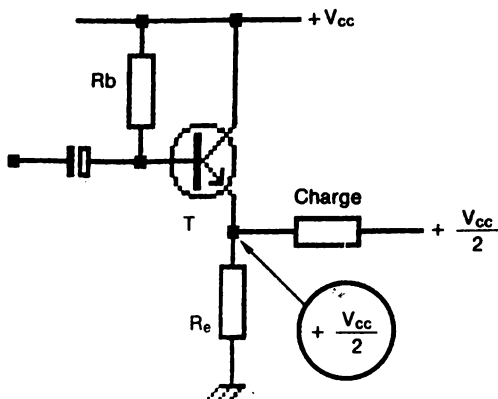


Fig. 3.5 : On supprime également le courant de repos dans la charge en polarisant l'autre extrémité de celle-ci à $\frac{V_{cc}}{2}$.

De part cette polarisation, la différence de potentiel aux bornes de la charge est alors nulle (tout du moins au repos...), ce qui sous-entend que le courant continu susceptible de la traverser l'est également. Seules les variations de la tension de sortie se répercuteront alors dans la charge. Ingénieux, n'est-ce pas !

Toutefois, bien qu'astucieux, ce dernier montage ne diminue en rien les limitations qu'entraîne la mise en parallèle de la charge sur le résistor d'émetteur. Avec ou sans condensateur, ceux-ci demeurent en parallèle et la valeur maximale de la tension de sortie s'en trouve être invariablement limitée.

Alors, où est la solution ?... Mais il n'y en a pas (de simple...) tant que l'on cherche à rester en classe A. Ce n'est que si l'on oriente différemment notre démarche que l'on a quelques chances d'aboutir à un montage intéressant.

4

Comment annuler le courant de repos de l'étage de puissance ?

Puisqu'il ne semble pas possible d'isoler la charge du courant de repos qui circule dans le transistor sans perturber le fonctionnement de l'étage de puissance, pourquoi ne pas tout simplement chercher à annuler ce fâcheux courant de repos ?... Ainsi, plus de problème lié à la circulation de ce courant dans la charge !

Reste, toutefois, à trouver comment annuler le courant de repos d'un transistor de puissance, tout en conservant la tension de repos égale à la moitié de la tension d'alimentation.

Or, la solution, vous l'avez à portée de main. Elle réside dans la complémentarité du montage à collecteur commun. Si vous examinez tour à tour les montages des figures 4.1 et 4.2...

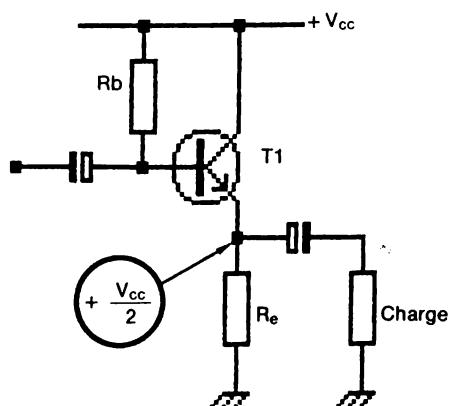
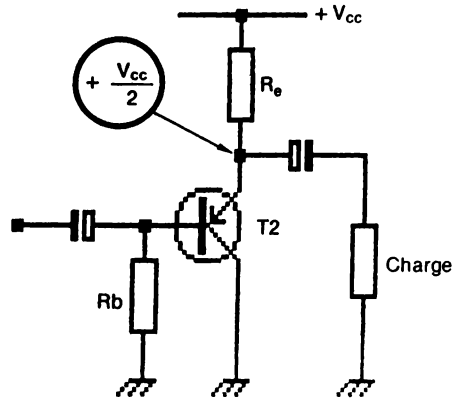


Fig. 4.1 : Le résistor d'émetteur n'a d'autre rôle dans le montage à collecteur commun...

... et si vous vous interrogez sur l'utilité du résistor d'émetteur de chacun des montages...

Fig. 4.2 : ... que de fixer le point de fonctionnement du transistor npn ou pnp à la moitié de la tension d'alimentation.



... vous allez découvrir qu'il n'a d'autre rôle que celui de fixer (en association avec le résistor Rb...) le point de fonctionnement à la moitié de la tension d'alimentation.

Dans ces conditions, il vous suffit de verrouiller la tension d'émetteur en fixant (à 0,6 V près...) par un pont diviseur celle de la base du transistor. Le courant qui circule alors dans le résistor Rb ne dépend plus que de sa résistance (puisque la tension à ses bornes y est constante...) et rien ne s'oppose à ce que vous le remplaciez par un transistor complémentaire, chaque transistor servant de résistor d'émetteur à l'autre.

Vous obtenez alors le montage de la figure 4.3 qui porte le nom d'amplificateur symétrique de type série (encore appelé « push-pull » série par ceux qui préfèrent l'anglais dans le texte...).

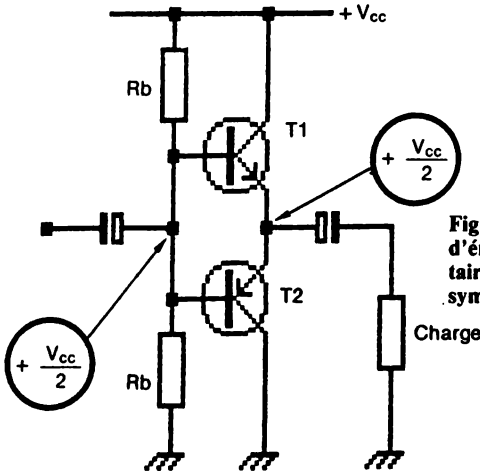


Fig. 4.3 : En remplaçant le résistor d'émetteur par un transistor complémentaire, on obtient un étage amplificateur symétrique de type série.

Ce montage est un modèle de simplicité et d'astuce. Les deux transistors T1 et T2 jouant alternativement le rôle de commutateur, il s'en suit qu'ils ne sont jamais passant simultanément, ce qui revient à dire que le courant de repos de cet étage de puissance est nul. Quant à la tension du point de fonctionnement, elle est fixée par le pont diviseur de base à la moitié de la tension d'alimentation.

Ceci étant, il ne reste plus qu'à déterminer la valeur des résisteurs du pont diviseur de polarisation pour rendre cet étage opérationnel. Or, aussi étrange que cela puisse vous paraître, la valeur de ces résisteurs est totalement indépendante des caractéristiques de l'étage de puissance. Tout au plus faut-il que leur résistance soit grande devant la résistance d'entrée de l'étage de façon à ne pas gaspiller inutilement le signal d'entrée :

$$R_b \geq 20 \cdot \beta \cdot R_{\text{charge}} \quad (\text{en ohms})$$

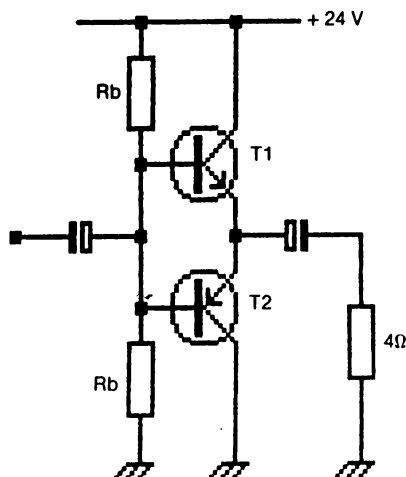
Côté puissance thermique dissipée dans les transistors de puissance, celle-ci est nettement moins élevée puisqu'il ne circule plus aucun courant de repos dans ces derniers. C'est déjà cela de gagné !... Désormais, la quantité de chaleur dégagée dans les transistors de sortie est étroitement liée à la puissance que l'amplificateur délivre aux bornes de la charge. A grosse puissance, gros échauffement, à puissance nulle, échauffement nul !

Mieux encore !... Les transistors n'étant jamais passants simultanément, il s'en suit que cette puissance thermique se répartie uniformément entre les deux transistors, diminuant ainsi l'échauffement de chacun. D'ailleurs à ce propos, la puissance thermique maximale susceptible de devoir être évacuée par **chaque transistor** de puissance est égale à ;

$$P_{\text{max}} \approx \frac{V_{\text{cc}}^2}{16 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exemple d'application

Déterminez la valeur des résisteurs du pont de polarisation de cet étage symétrique, ainsi que la puissance thermique maximale que devra dissiper chaque transistor de puissance, sachant que ceux-ci ont le même gain en courant ($\beta = 100$).



Bien que la valeur des résisteurs du pont de polarisation importe peu (nous verrons qu'il n'en sera plus de même dans les pages suivantes...), nous allons respecter la règle du 1/10^e énoncée précédemment, ce qui nous donne :

$$R_b \geq 20 \cdot \beta \cdot R_{\text{charge}}$$

$$R_b \geq 20 \cdot 100 \cdot 4$$

$$R_b \geq 8000 \, \Omega \text{ ou } 8 \, \text{k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour deux résisteurs de 8,2 k Ω . En ce qui concerne la puissance thermique maximale que chaque transistor doit évacuer lorsque l'étage de puissance délivre sa puissance maximale de sortie, celle-ci s'établit à :

$$P_{\text{max}} \# \frac{V_{\text{cc}}^2}{16 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{max}} \# \frac{24 \cdot 24}{16 \cdot 4}$$

$$P_{\text{max}} \# 9 \, \text{W (efficaces)}$$

Etant donné qu'il s'agit de la puissance thermique dissipée dans chaque transistor, la puissance thermique totale sera donc le double de cette valeur, soit 18 watts efficaces.

Remarque : *Par curiosité, cette puissance est à comparer avec celle que dissiperait l'étage amplificateur à transistor unique placé dans les mêmes conditions de fonctionnement. Normalement, vous devriez trouver 36 W, ce qui revient à dire qu'un étage symétrique gaspille deux fois moins d'énergie qu'un étage à transistor unique.*

5

Comment éliminer la distorsion de raccordement ?

Tel qu'il vous a été présenté au chapitre 4, le montage symétrique est loin d'être parfait !... Si vous avez eu la curiosité de procéder à sa construction et si, de surcroît, vous avez à votre disposition un oscilloscope, vous avez pu constater qu'il se produisait une altération du signal de sortie connue sous le nom de *distorsion de raccordement*.

Qu'est-ce que la distorsion de raccordement ?... C'est une forme de distorsion qui provient du mauvais raccordement sur l'axe médian des alternances positives et négatives du signal de sortie. Et à quoi est dû ce mauvais raccordement ?...

Au fait qu'il manque 0,6 V à chaque alternance, chute de tension qui provient (mais vous l'aviez deviné...) de la non polarisation de la jonction base-émetteur de chaque transistor de puissance.

Or, cette distorsion est d'autant plus gênante (et audible à l'oreille si la charge est un haut-parleur...) que le niveau du signal est faible. Il ne peut donc être question de s'en accommoder et il va falloir trouver une solution efficace pour s'en débarrasser une bonne fois pour toute.

Cette solution passe (inmanquablement...) par la mise en conduction des jonctions base-émetteur des transistors de puissance, mise en conduction qui s'obtient sur la figure 5.1 par un double pont diviseur :

Or, qui dit mise en conduction des jonctions base-émetteur, dit circulation d'un courant de repos dans les transistors de puissance. Et quelle doit être la valeur de ce courant ?... Mais la plus faible possible !... Il faut que le courant soit quasiment tout en n'étant pas nul, ce qui n'est pas forcément quelque chose de facile à réaliser.

Si l'on examine de près le schéma de la figure 5.1, on constate que la mise en conduction des jonctions base-émetteur est obtenue à l'aide du double pont diviseur R1, R2, l'ensemble étant calculé pour qu'apparaisse aux bornes de chaque résistor R2 une chute de tension de 0,6 V. Cela donne la formule suivante :

$$R2 \neq \frac{1,2 \cdot R1}{V_{cc} - 1,2} \quad (\text{en ohms})$$

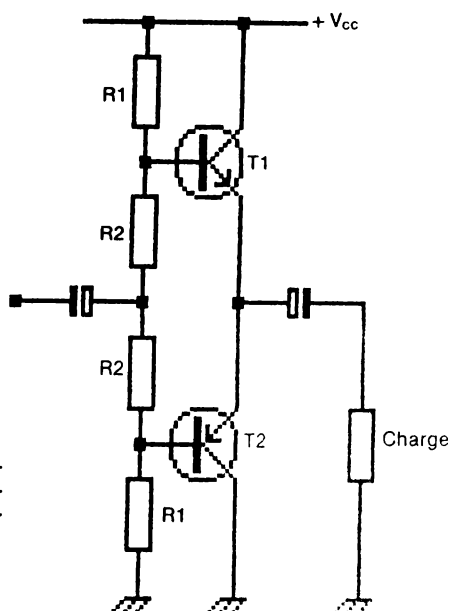


Fig. 5.1 : La mise en conduction des jonctions base-émetteur des transistors de puissance élimine la distorsion de raccordement.

Comme vous pouvez le constater, cette formule nécessite la connaissance du résisteur $R1$. Or, ce résisteur (en fait il y en a deux...) est celui qui détermine l'amplitude maximale du signal de sortie. Sa valeur s'obtient avec la formule :

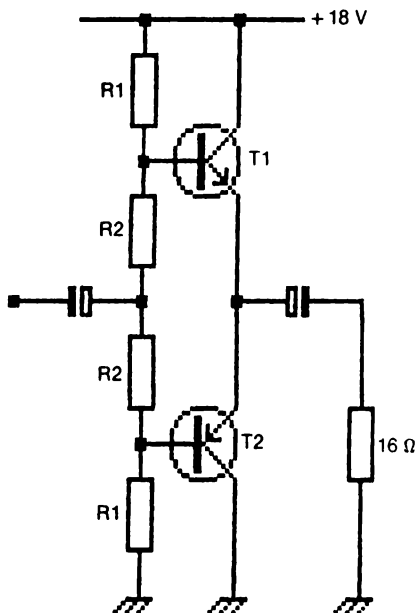
$$R1 \neq 0,8 \cdot \frac{\beta \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 2} \quad (\text{en ohms})$$

Pour information, la chute de tension aux bornes de ce résisteur a été limitée à 0,4 volts lorsque le transistor qui lui correspond est complètement saturé. De ce fait, la tension maximale de sortie est égale (pour chaque alternance...) à 1 volt de moins (0,6 V + 0,4 V) que la moitié de la tension d'alimentation, ce que confirme la formule :

$$P_{sortie} \neq \frac{(V_{cc} - 2)^2}{8 \cdot R_{charge}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exercice pratique

Déterminez la valeur des résisteurs de cet étage symétrique à collecteur commun, ainsi que sa puissance maximale de sortie, sachant que les transistors de puissance sont des modèles complémentaires appairés de 80 de gain en courant.



Vous allez débiter par le calcul des deux résisteurs $R1$, ce qui donne :

$$R1 \neq 0,8 \cdot \frac{\beta \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 2}$$

$$R1 \neq 0,8 \cdot \frac{80 \cdot 16}{18 - 2}$$

$$R1 \neq 64 \, \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour deux résisteurs de 68 Ω .

Les résisteurs $R1$ étant connus, vous allez maintenant pouvoir déterminer la valeur des résisteurs $R2$ du pont de polarisation. Celle-ci s'établit à :

$$R2 \neq \frac{1,2 \cdot R1}{V_{cc} - 1,2}$$

$$R2 \neq \frac{1,2 \cdot 68}{18 - 1,2}$$

$$R2 \neq 4,8 \, \Omega$$

Vous noterez la faible valeur des résistances R1 et R2 du pont de polarisation. Par curiosité, calculez donc le courant qui circule dans ce pont. Vous allez le trouver égal à :

$$I_{\text{pont}} = \frac{V_{cc}}{2(R1 + R2)}$$

$$I_{\text{pont}} = \frac{18}{2(68 + 4,7)}$$

$$I_{\text{pont}} = 0,13 \, \text{A} \text{ ou } 130 \, \text{mA}$$

Cette intensité est nettement plus élevée que celle qui circule dans les transistors de puissance et, bien que non gênante au fonctionnement du montage (hormis l'échauffement des résistances R1...), elle représente un gaspillage éhonté d'énergie qu'il convient de juguler dans les prochains chapitres.

Ce point étant acquis, il reste à calculer la puissance maximale qu'un tel montage est capable de délivrer. Cette puissance a pour valeur :

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{(V_{cc} - 2)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{(18 - 2)^2}{8 \cdot 16}$$

$$P_{\text{sortie}} \neq 2 \, \text{W} \text{ (efficaces)}$$

Si l'on compare ce résultat avec celui obtenu avec le montage du chapitre précédent qui est, rappelons-le, égal à :

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{V_{cc}^2}{10 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{18 \cdot 18}{10 \cdot 16}$$

$$P_{\text{sortie}} \neq 2 \, \text{W} \text{ (efficaces)}$$

... on constate que la suppression de la distorsion de raccordement n'a diminué en rien la puissance maximale de sortie du montage symétrique à collecteur commun.

6

Comment réduire le courant dans le pont de polarisation ?

Pour avoir effectué les calculs ou réalisé le montage du chapitre précédent, vous n'avez pas été sans constater la valeur considérable du courant circulant dans le pont de polarisation. Or, ce courant n'a d'autre utilité que de produire une différence de potentiel de 0,6 V aux bornes de la jonction base-émetteur de chaque transistor de puissance. Il doit bien exister un moyen pour réduire ce courant anormalement élevé !

Or, ce moyen existe et il est simple !... Il suffit d'augmenter dans les mêmes proportions la valeur des quatre résisteurs du pont. Oui, mais vous allez me dire que cela va réduire considérablement l'amplitude du signal de sortie puisque, précisément, cette dernière est d'autant plus faible que la valeur du résistor $R1$ est grande. Qu'à cela ne tienne !... Il vous suffit d'insérer un transistor supplémentaire entre le pont de polarisation et le transistor de puissance (vous créez alors ce que l'on appelle un montage « Darlington »...), ce qui vous permet d'augmenter la valeur du résistor $R1$ dans la proportion du gain en courant de ce transistor supplémentaire, obtenant ainsi la réduction de courant souhaitée (elle est en fait égale, elle aussi, au gain en courant de ce transistor !).

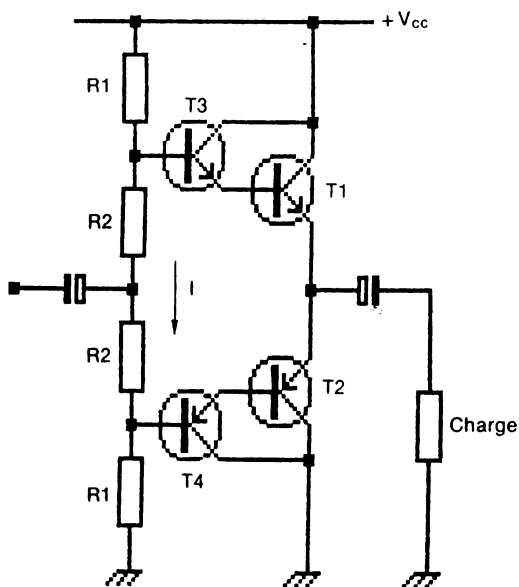


Fig. 6.1 : L'insertion des transistors T3 et T4 permet de réduire le courant I dans le pont de polarisation dans la proportion du gain en courant de ces transistors.

Voyons un peu tout cela sur le plan calcul !... Tout d'abord, les deux résisteurs R1 ont pour valeur, sachant que β_1 est le gain en courant des transistors T1, T2 et β_2 celui des transistors T3, T4 :

$$R1 \approx 0,6 \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : La valeur du résistor R1 que l'on obtient n'est pas exactement β_2 fois plus grande que celle obtenue au chapitre précédent, les transistors T3, T4 introduisant une seconde chute de tension base-émetteur de 0,6 V.

A son tour, le calcul des deux résisteurs R2 va devoir tenir compte de cette seconde chute de tension. C'est pourquoi leur valeur s'établit à :

$$R2 \approx \frac{2,4 \cdot R1}{V_{cc} - 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Voyons un peu maintenant ce qu'il en est de la puissance thermique maximale que les transistors T3, T4 sont susceptibles de devoir évacuer, ne serait-ce que pour savoir s'il faut les équiper ou non de radiateurs. Celle-ci a pour valeur (pour chaque transistor) :

$$P_{\max [T3, T4]} \approx \frac{P_{\text{sortie}}}{2 \cdot \beta_2} \quad (\text{en watts})$$

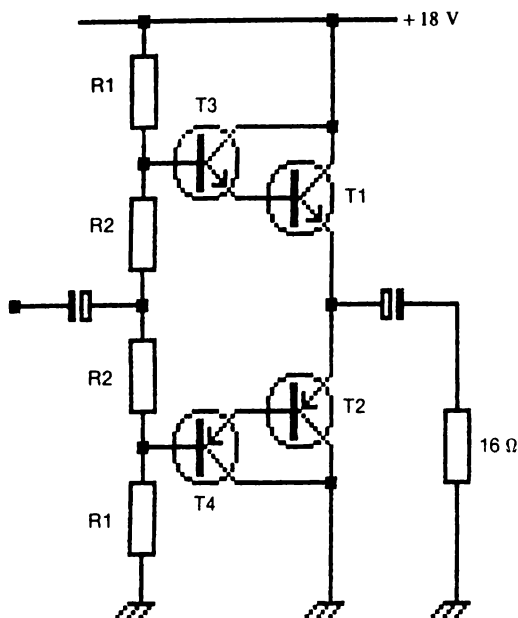
Remarque : En règle générale, vous allez employer des transistors de moyenne puissance (500 mA, 500 mW) pour T3, T4. Dans ces conditions, il convient de les équiper de radiateurs thermiques lorsque la puissance dégagée par effet joule excède 200 milliwatts.

Quant à la puissance maximale de sortie que peut délivrer cet étage amplificateur, l'introduction des deux transistors T3, T4 a pour effet de diminuer de 0,6 volt supplémentaire l'amplitude maximale de chaque alternance, ce qui ramène cette puissance à :

$$P_{\text{sortie}} \approx \frac{(V_{cc} - 3)^2}{8 \cdot R_{charge}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exercice d'application

En reprenant les mêmes données que dans l'exercice d'application du chapitre précédent, calculez les valeurs des résisteurs R1, R2 du pont de polarisation ainsi que les puissances mises en jeu dans le montage amplificateur à 4 transistors que voici (vous prendrez $\beta = 50$ pour T3 et T4) :



Comme précédemment, vous allez commencer par le calcul de la valeur des résisteurs R1. Celle-ci est égale à :

$$R1 \neq 0,6 \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3}$$

$$R1 \neq 0,6 \cdot \frac{80 \cdot 50 \cdot 16}{18 - 3}$$

$$R1 \neq 2560 \Omega \text{ ou } 2,56 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour deux résisteurs de 2,7 k Ω . La valeur de R1 étant connue, vous allez pouvoir calculer celle des résisteurs R2. Celle-ci s'établit à :

$$R2 \neq \frac{2,4 \cdot R1}{V_{cc} - 2,4}$$

$$R2 \neq \frac{2,4 \cdot 2,7 \cdot 10^3}{18 - 2,4}$$

$$R2 \neq 415 \, \Omega$$

Encore une fois, cette valeur n'est pas normalisée. Vous allez donc opter pour la valeur normalisée de 390 Ω qui s'en rapproche le plus.

Connaissant R1 et R2, vous allez pouvoir calculer la valeur du courant qui circule dans le pont de polarisation. Celui-ci s'établit à :

$$I_{\text{pont}} = \frac{V_{cc}}{2(R1 + R2)}$$

$$I_{\text{pont}} = \frac{18}{2(2700 + 390)}$$

$$I_{\text{pont}} = 0,0029 \, \text{A} \text{ ou } 2,9 \, \text{mA}$$

Comparé à la valeur précédente (130 mA), vous pouvez juger de l'économie de courant ainsi réalisée.

Sur le plan des puissances mises en jeu, celle de sortie a légèrement diminué puisqu'elle vaut maintenant :

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{(V_{cc} - 3)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{(18 - 3)^2}{8 \cdot 16}$$

$$P_{\text{sortie}} \neq 1,75 \, \text{W (efficaces)}$$

Quant à la puissance thermique dissipée dans chaque transistor de commande, elle a pour valeur maximale :

$$P_{\text{max}} \neq \frac{P_{\text{sortie}}}{2 \cdot \beta_2}$$

$$P_{\text{max}} \neq \frac{1,75}{2 \cdot 50}$$

$$P_{\text{max}} \neq 0,175 \, \text{W} \text{ ou } 175 \, \text{mW}$$

7

Comment insérer un étage d'attaque ?

L'étage symétrique de puissance étant au point, il ne nous reste plus qu'à lui greffer un étage préamplificateur pour obtenir un amplificateur complet digne de ce nom. La seule difficulté consiste à résoudre cette simple question : où la greffe doit-elle avoir lieu ?

A première vue, il peut sembler évident de vouloir chercher à se brancher sur l'entrée symétrique de l'étage de puissance. Or, ce point d'entrée est vraiment le dernier à choisir car il nécessite une résistance interne de sortie de très faible valeur, chose que précisément un étage préamplificateur ne sait pas faire.

La solution ?... Elle consiste à insérer un transistor npn à la place du résistor R1 du bas du pont de polarisation, les autres résisteurs servant alors de résistor de charge de collecteur. On obtient alors un étage d'attaque monté en émetteur commun, c'est-à-dire un étage capable de produire le gain en tension qui manque cruellement à l'étage de sortie (puisque ce dernier n'atteint pas tout à fait l'unité...). Ce faisant, on réalise une transformation asymétrique-symétrique entre l'étage d'entrée qui est de structure asymétrique et l'étage de sortie qui est (comme son nom le dit...) de structure symétrique.

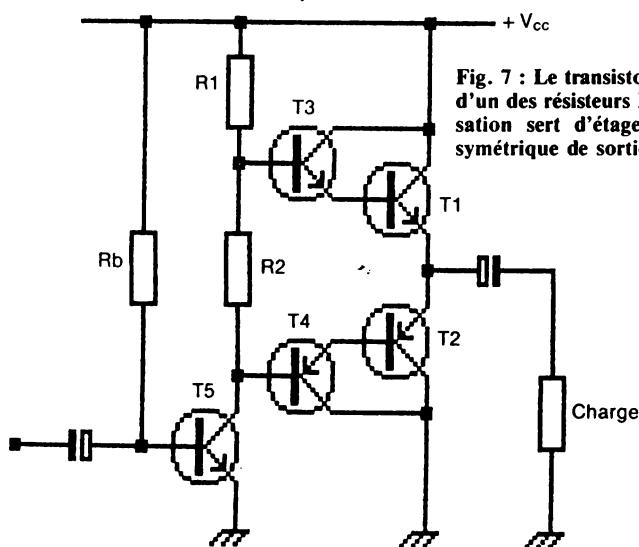


Fig. 7 : Le transistor T5 inséré à la place d'un des résisteurs R1 du pont de polarisation sert d'étage d'attaque à l'étage symétrique de sortie.

Côté calcul, rien n'a vraiment changé !... La valeur du résistor R1 dépend toujours de la résistance de la charge ainsi que des gains en courant β_1 (pour les transistors T1, T2) et β_2 (pour les transistors T3, T4), comme le montre la formule suivante :

$$R1 \approx 0,6 \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3} \quad (\text{en ohms})$$

De son côté, le résistor R2 remplace à lui tout seul les deux résisteurs R2 de la figure précédente, ce qui lui confère une valeur double :

$$R2 \approx \frac{4,8 \cdot R1}{V_{cc} - 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

La seule nouveauté concerne le résistor Rb de polarisation du transistor T5 !... En fait, c'est de ce résistor que va dépendre la fixation de la tension de repos de l'étage de sortie, tension de repos qui, rappelons-le, est égale à la moitié de la tension d'alimentation :

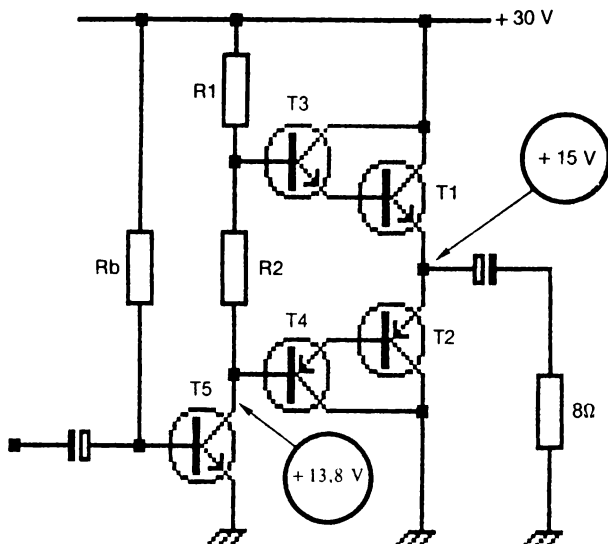
$$Rb \approx 2 \cdot \frac{V_{cc} \cdot \beta(R1 + R2)}{V_{cc} + 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : *Il est à noter que la valeur de ce résistor est très critique et qu'il vous faudra vraisemblablement essayer plusieurs valeurs centrées autour de celle que vous venez de calculer avant d'obtenir une tension de repos égale à $V_{cc}/2$ très exactement.*

Maintenant, ne vous attendez pas à ce que cet amplificateur (encore trop simple...) vous fournisse un magnifique signal de sortie exempt de distorsion. En fait, c'est le contraire que vous allez observer (si, toutefois, vous avez un oscilloscope...) ou entendre (si la charge est un haut-parleur) et ce, pour diverses raisons que nous allons aborder une à une dans les prochains chapitres. Néanmoins, il a le mérite (malgré ses défauts...) de vous montrer comment s'élabore, étape par étape, le schéma complet d'un amplificateur de puissance performant.

Exercice d'application n° 1

Déterminez la valeur des divers résisteurs de cet amplificateur de puissance, sachant que les transistors employés ont des gains en courant de 100 (T1 et T2), 60 (T3 et T4) et 200 (T5).



Pour débiter, nous allons commencer par le calcul de la valeur du résistor R1 qui sert, rappelons-le, à la fois de résistor de charge au transistor T5 et de butée supérieure pour l'alternance positive du signal de sortie. Or, c'est la seconde fonction qui prédomine sur la première et c'est pourquoi la valeur de ce résistor est dépendante des caractéristiques du montage Darlington de sortie (gains en courant des transistors de sortie et impédance de la charge). Cette valeur s'établit à :

$$T1 \approx 0,6 \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3}$$

$$T1 \approx 0,6 \cdot \frac{100 \cdot 60 \cdot 8}{30 - 3}$$

$$T1 \approx 1066 \, \Omega \text{ ou } 1,06 \, k\Omega$$

Cette valeur étant très près de la valeur normalisée de 1 k Ω , vous opterez pour cette dernière.

Au tour du résistor R2 maintenant. Comme son prédécesseur, la fonction de ce résistor est double. Dans un premier temps, c'est de lui que dépend le courant de repos de l'étage de sortie (la chute de tension à ses bornes équivaut les 2,4 volts nécessaires à la mise en conduction des jonctions base-émetteurs des quatre transistors T1 à T4). Dans un second temps, il sert, en association avec le résistor R1, de résistor de charge de collecteur au transistor T5.

Néanmoins, c'est sa première fonction qui détermine la valeur de ce résistor. Celle-ci est égale à :

$$T2 \# \frac{4,8 \cdot R1}{V_{cc} - 2,4}$$

$$T2 \# \frac{4,8 \cdot 10^3}{30 - 2,4}$$

$$T2 \# 173 \Omega$$

Comme vous pouvez l'imaginer, cette valeur n'est pas normalisée. Vous allez donc opter pour la plus proche, à savoir 180 Ω .

Deux des résistors étant connus, il ne reste plus qu'à calculer la valeur du troisième. Or, c'est de cette valeur que va dépendre le courant de base du transistor T5 qui, après amplification, va donner lieu à un courant de collecteur β fois plus grand qui, à son tour, va créer une chute de tension dans les résistors R1 et R2, portant ainsi le collecteur de T5 à un potentiel de 13,8 V et celui des émetteurs de T1, T2 à 15 V (Ouf...).

Comme vous pouvez le voir, la valeur de ce résistor est très critique. Dans le cas présent, elle équivaut à :

$$Rb \# 2 \cdot \frac{V_{cc} \cdot \beta(R1 + R2)}{V_{cc} + 2,4}$$

$$Rb \# 2 \cdot \frac{30 \cdot 200(1000 + 180)}{30 + 2,4}$$

$$Rb \# 437000 \Omega \text{ ou } 437 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, il vous faudra opter pour celles de 390 k Ω ou 470 k Ω . Pour vous aider dans votre choix, sachez que la tension de repos est d'autant plus élevée que la valeur de ce résistor est trop grande. Ce n'est donc que l'essai pratique qui vous permettra de déterminer laquelle des deux valeurs convient le mieux.

8

Comment rendre le courant de repos indépendant du niveau du signal ?

L'adjonction d'un étage d'attaque à l'étage symétrique de puissance a pour effet de déformer les signaux qu'on lui demande d'amplifier (tout du moins dans l'état actuel des choses...). Or, si l'on examine d'un peu plus près ce schéma (voir figure 7), on constate qu'une des raisons de ce manque de linéarité provient du non maintien d'une tension constante de polarisation aux bornes du résistor R2 lorsque le courant varie dans ce résistor.

En effet, le courant de collecteur qui traverse les résistors R1 et R2 possède une certaine valeur de repos qui détermine une tension de collecteur voisine de la moitié de la tension d'alimentation. Or, il suffit que ce courant varie en plus ou en moins par rapport à cette valeur de repos, ce qui se produit inévitablement lorsqu'un signal alternatif est présent, pour que la chute de tension aux bornes de R2 varie dans les mêmes proportions.

Quelle conséquence entraîne une telle variation de la tension de polarisation des transistors de sortie ?... Mais tout simplement de réduire l'amplitude des alternances négatives (puisque les transistors de sortie ne sont plus polarisés...), tout en augmentant considérablement la consommation sur les alternances positives (là, c'est parce qu'ils le sont trop...).

La solution ?... Vous l'avez devinée, elle consiste à maintenir constante la tension de polarisation et ce, quelles que soient les variations du courant de collecteur (il y a tout de même des limites...). Et quel est le composant qui maintient à ses bornes une tension constante malgré un courant qui varie ?... C'est la diode zener !...

En l'occurrence, ce n'est pas une diode zener que nous allons employer, mais 3 diodes montées en série comme le montre la figure 8.1 :

Pourquoi des diodes et non pas une diode zener ?... C'est parce qu'une zener de 2,4 volts est assez difficile à se procurer et aussi parce qu'elle est beaucoup moins rapide que des diodes.

Maintenant, pourquoi employer trois diodes et non pas quatre ?... C'est tout simplement que la tension de jonction d'une diode est proche de 0,7 volt, alors que celle d'un transistor est plus près de 0,6 V. Quatre diodes auraient donc donné

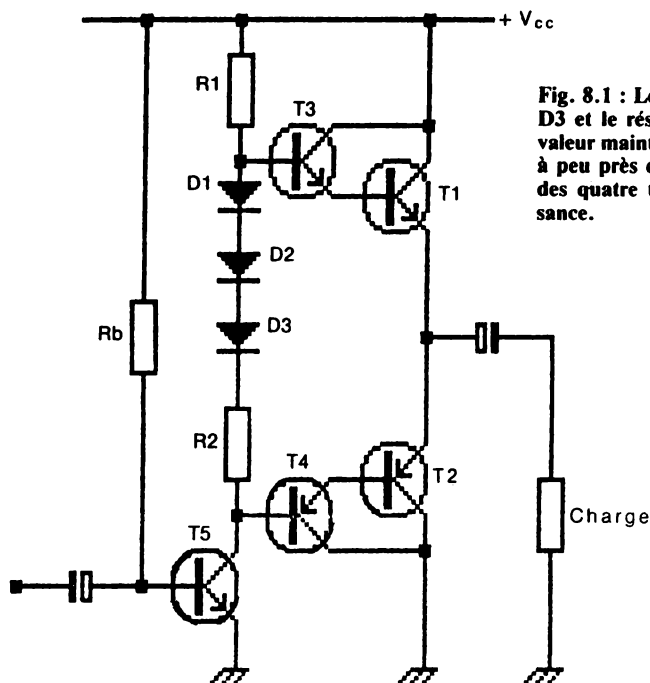


Fig. 8.1 : Les trois diodes D1 à D3 et le résistor R2 de faible valeur maintiennent une tension à peu près constante à l'entrée des quatre transistors de puissance.

une tension trop élevée de 0,4 V (attention les dégats...), tandis que trois ne suffisent pas tout à fait. C'est pourquoi l'on rajoute un résistor R2 dont la valeur est égale à :

$$R2 \approx 0,8 \cdot \frac{R1}{V_{cc} - 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Ce schéma, un peu lourd au demeurant, peut être simplifié légèrement comme le montre la figure 8.2 :

Comme vous pouvez le constater, le remplacement du transistor pnp de puissance (T2) par un modèle npn, assorti d'une légère modification du câblage des transistors T4, T2 économise une jonction base-émetteur (il n'y en a plus que trois au lieu de quatre...), ce qui permet de se passer de l'une des trois diodes de polarisation. Astucieux, n'est-ce pas ?

En fait, cette petite astuce ne l'est pas tant que cela, car elle introduit un déséquilibre de 0,6 volt entre les deux alternances du signal de sortie, créant ainsi une distorsion de raccordement que l'on ne juge qu'à grand renfort de cou-

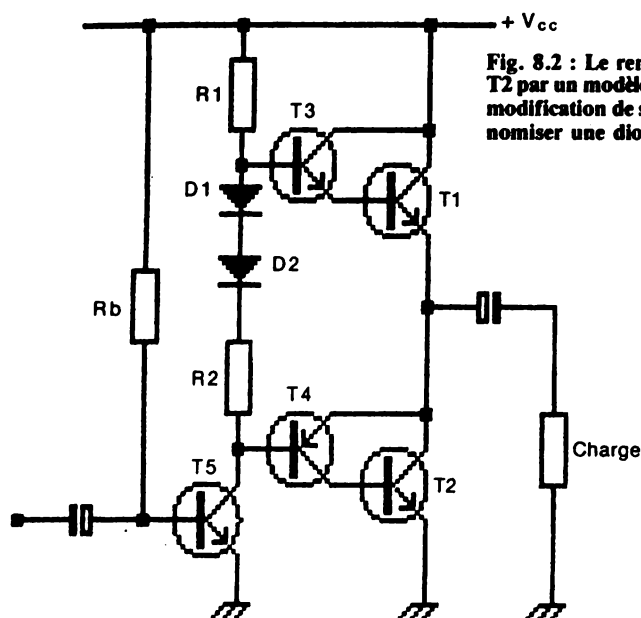


Fig. 8.2 : Le remplacement du transistor T2 par un modèle npn, assorti d'une légère modification de son câblage permet d'économiser une diode.

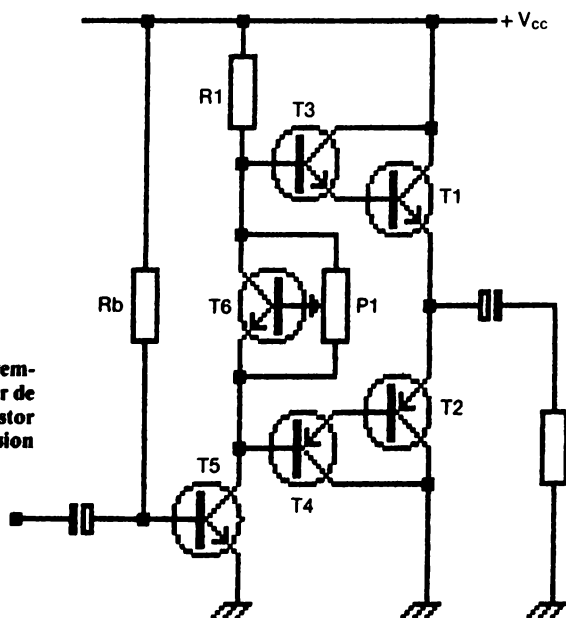


Fig. 8.3 : Il est possible de remplacer les diodes et le résisteur de polarisation par un transistor fonctionnant en diode à tension variable.

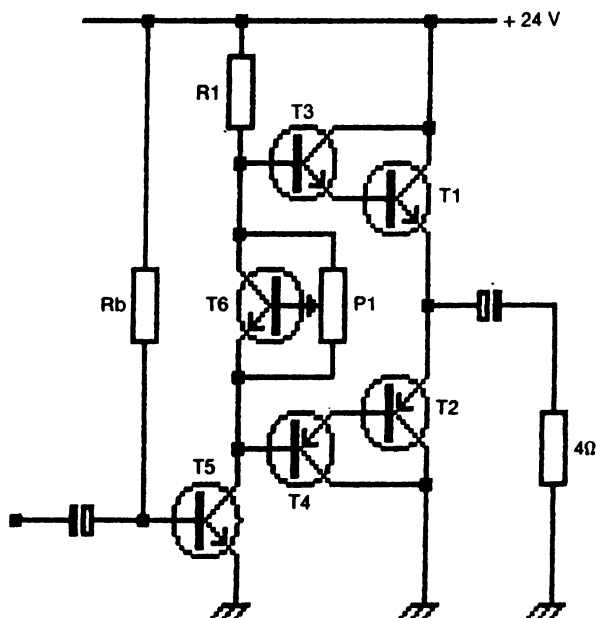
rant de repos ou de contre-réaction (que nous verrons plus loin...).
 Pourtant, il existe une autre solution qui permet de remplacer l'ensemble des diodes et du résistor R2 par un transistor fonctionnant en diode à tension variable, comme sur la figure 8.3 :

On obtient alors une diode équivalente dont il est possible d'ajuster la tension de seuil (qui n'est rien d'autre que la tension de polarisation des transistors de sortie...) à la valeur qui leur convient le mieux et ce, à l'aide du potentiomètre P1. A ce sujet, sa valeur est déterminée par la formule :

$$P1 \approx 20 \cdot \frac{R1}{V_{cc} - 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Exercice d'application

Déterminez la valeur du résistor R1 et du potentiomètre P1 du montage suivant, sachant que les transistors T1 et T2 ont un gain en courant de 100 et les transistors T3 à T6 un gain en courant de 50.



Vous allez débiter par le calcul du résisteur R1 qui sert de résisteur de charge au transistor T5. Sa valeur s'établit à :

$$R1 \approx 0,6 \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3}$$

$$R1 \approx 0,6 \cdot \frac{100 \cdot 50 \cdot 4}{24 - 3}$$

$$R1 \approx 571 \, \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous allez opter pour un résisteur de 560 Ω .

En ce qui concerne le potentiomètre P1 de réglage de la tension de seuil, sa valeur est égale à :

$$P1 \approx 20 \cdot \frac{R1}{V_{cc} - 2,4}$$

$$P1 \approx 20 \cdot \frac{560}{24 - 2,4}$$

$$P1 \approx 518 \, \Omega$$

Les valeurs de potentiomètres étant très peu nombreuses (il n'y en a que trois par décade : 1 2,2 et 4,7), vous n'avez guère d'autre choix que d'opter pour un potentiomètre de 470 Ω . Quant à sa loi de variation, celle-ci doit être linéaire (lettre code A).

9

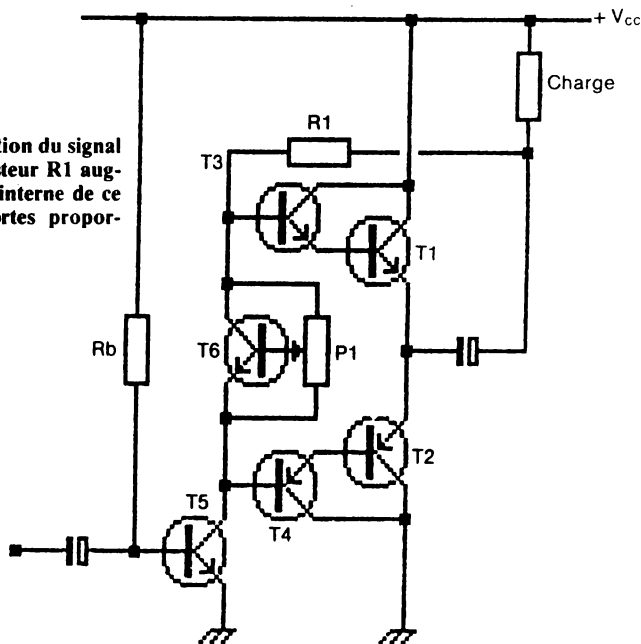
Comment améliorer la linéarité de l'étage d'attaque ?

Avez-vous vu l'allure qu'a pris le signal de sortie depuis que nous avons greffé un étage d'attaque à l'amplificateur symétrique?... Il est passablement déformé, n'est-ce pas ? (Que ceux qui ne possèdent pas d'oscilloscope me croient sur parole...).

Après avoir éliminé l'une des causes de ce manque de linéarité en rendant constant le courant de repos de l'étage de sortie (voir chapitre précédent...), il nous faut maintenant aborder la seconde (et dernière...) cause de non linéarité, à savoir la mise en parallèle de la résistance d'entrée de l'étage symétrique sur le résisteur de charge du transistor d'attaque T5.

Or, comment éviter cela ?... Mais tout simplement en utilisant en lieu et place de ce résisteur un générateur de courant, c'est-à-dire un montage électronique

Fig. 9.1 : La réinjection du signal de sortie sur le résisteur R1 augmente la résistance interne de ce dernier dans de fortes proportions.



possédant une résistance interne infinie. Ainsi, la résistance interne du générateur qui remplace le résisteur de charge ne vient plus perturber la résistance d'entrée de l'étage symétrique et le transfert d'énergie entre les deux étages s'effectue sans perte ni déformation. Simple, mais il fallait y penser !

Et comment fabrique-t-on un générateur de courant ?... Dans le cas présent, en réinjectant la globalité du signal de sortie sur l'extrémité du résisteur R1, comme cela est indiqué sur la figure 9.1 :

En effet, cette réinjection du signal de sortie détermine aux bornes du résisteur R1 une différence de potentiel alternatif extrêmement faible, ce qui a pour conséquence d'augmenter la résistance apparente de ce résisteur dans de fortes proportions (*). Bien entendu, cette résistance apparente n'est pas infinie, mais elle est suffisamment élevée pour être assimilable à une valeur infinie.

Petit inconvénient : la charge est désormais raccordée au pôle plus de l'alimentation et elle est traversée par le courant continu de l'étage d'attaque !... Qu'à cela ne tienne, il suffit de transformer légèrement le schéma précédent en fractionnant le résisteur R1 et en utilisant un condensateur pour la réinjection du signal, pour que ce petit inconvénient disparaisse :

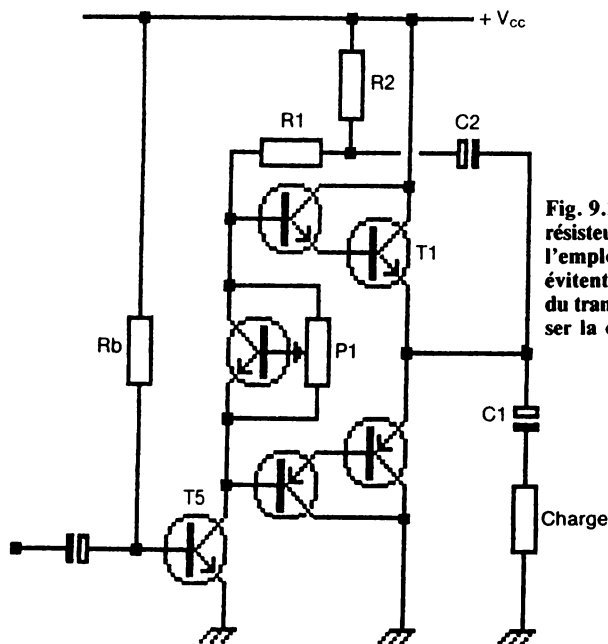


Fig. 9.2 : Le fractionnement du résisteur R1 en deux résisteurs et l'emploi du condensateur C2 évitent au courant de collecteur du transistor T5 d'avoir à traverser la charge.

(*) Pour ceux que la théorie intéresse, il s'agit de la mise en œuvre de la réaction dite « bootstrap ».

Ceci étant, il reste à déterminer la valeur du résisteur R2 issu du fractionnement du précédent résisteur R1 ainsi que celle du condensateur C2. Celle du résisteur R2 doit être faible de façon à ne pas trop entamer le capital du résisteur R1. Dans ces conditions, la valeur de ces deux résisteurs s'établit à :

$$R1 \approx 0,5 \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3} \quad (\text{en ohms})$$

$$R2 \approx \frac{R1}{5} \quad (\text{en ohms})$$

Quant à la valeur du condensateur C2, celle-ci dépend à la fois de la fréquence la plus basse du signal à amplifier et du résisteur R2 :

$$C2 \approx \frac{1,6}{R2 \cdot f_{min}} \quad (\text{en farad})$$

Exemple d'application

Déterminez la valeur des résisteurs R1, R2 ainsi que celle du condensateur C2 du montage suivant, sachant qu'il s'agit d'un amplificateur prévu pour délivrer une puissance de sortie de 15 watts dans une charge de 4 ohms. Vous prendrez un gain en courant de 60 pour les transistors T3 à T6 et de 100 pour ceux de puissance (T1 et T2). La fréquence la plus basse du signal à amplifier est de 16 hertz.

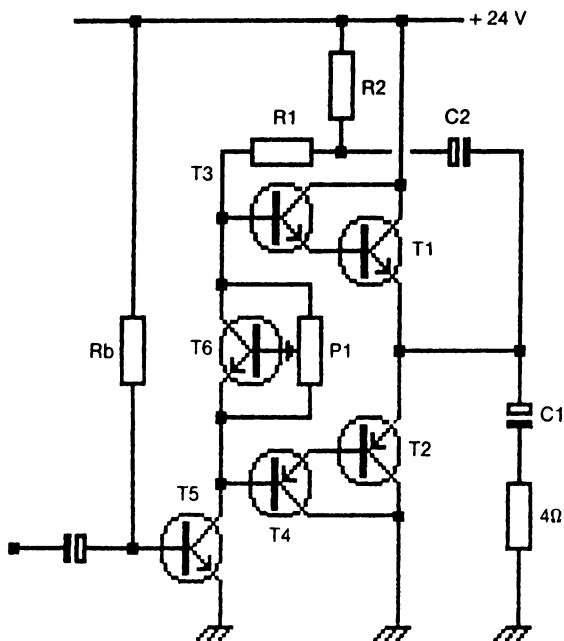
Vous allez débiter le calcul par le résisteur R1. Sa valeur est égale à :

$$R1 \approx \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3}$$

$$R1 \approx \frac{100 \cdot 60 \cdot 4}{24 - 3}$$

$$R1 \approx 1142 \, \Omega \text{ ou } 1,14 \, \text{k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, nous allons opter pour la plus proche, à savoir 1,2 k Ω .



Fort de cette valeur, vous allez maintenant pouvoir calculer celle du résisteur R2 :

$$R2 \approx \frac{R1}{5}$$

$$R2 \approx \frac{1200}{5}$$

$$R2 \approx 204 \Omega$$

Cette fois-ci, c'est vers un résisteur plus faible que nous allons orienter notre choix afin de compenser le choix précédent fait par excès. Nous allons donc opter pour un résisteur de 180 Ω .

Au tour du condensateur C2 !... La fréquence la plus basse du signal à amplifier étant égale à 16 hertz, la valeur de ce condensateur s'établit à :

$$C2 \approx \frac{1,6}{R2 \cdot f_{\min}}$$

$$C2 \approx \frac{1,6}{180 \cdot 16}$$

$$C2 \approx 0,055 \text{ F ou } 550 \mu\text{F}$$

La valeur normalisée la plus proche étant égale à 470 μF , vous choisirez donc un modèle de 470 μF isolé sous 25 V (la tension d'alimentation étant égale à 24 volts, le condensateur doit être capable de la supporter sans coup frémir...).

10 Comment compenser la dérive thermique des transistors ?

Et si l'on abordait maintenant le sujet de la stabilité en température de l'étage de puissance, en seriez-vous surpris ?... J'imagine que non car vous avez certainement dû remarquer (si vous avez réalisé quelques-uns des montages des chapitres précédents...) que le courant et la tension de repos de l'étage de sortie étaient loin d'être stables dans le temps.

Pourquoi cela ?... Parce que l'échauffement que subissent les transistors a pour effet de modifier légèrement leurs caractéristiques de fonctionnement, entraînant par voie de conséquence une augmentation du courant qui les traverse. On constate donc une augmentation (parfois non négligeable...) du courant de repos de l'étage de puissance qui s'accompagne généralement d'une dérive lente de la tension de repos de cet étage (l'augmentation de courant n'étant pas forcément la même entre les transistors T1 et T2...).

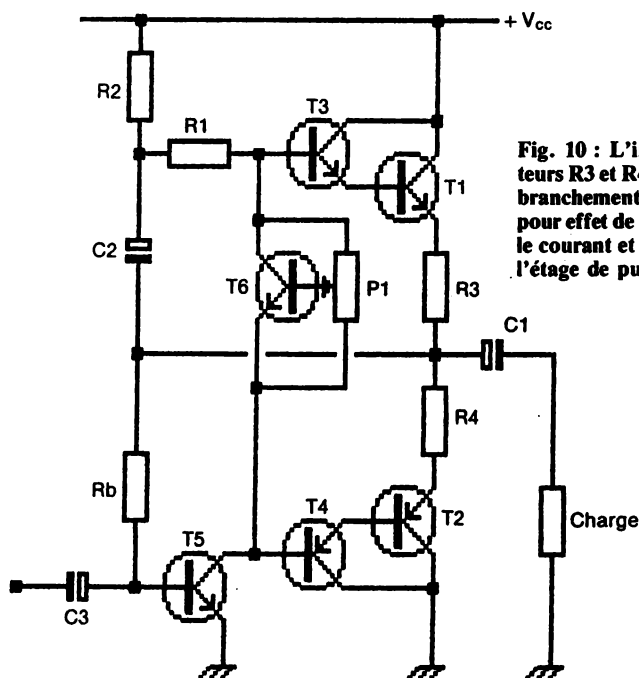


Fig. 10 : L'introduction des résistances R3 et R4 et la modification du branchement du résistor Rb ont pour effet de stabiliser dans le temps le courant et la tension de repos de l'étage de puissance.

Pour remédier à cela, il vous faut introduire deux modifications dans le schéma précédent, une visant à stabiliser le courant de repos de l'étage symétrique et l'autre sa tension de repos. Un rapide coup d'œil au schéma de la figure 10 devrait vous permettre de localiser ces deux modifications majeures (ne vous laissez pas perturber par la présentation légèrement différente du schéma...) :

Côté stabilisation du courant de repos, celle-ci s'obtient en insérant deux résisteurs R3 et R4 dans le circuit d'émetteur des transistors de puissance. Ainsi, toute tentative d'augmentation du courant de sortie entraîne une augmentation des chutes de tension aux bornes des résisteurs R3 et R4, ces dernières réduisant d'autant les tensions de jonction base-émetteur des transistors T1 et T4, diminuant ainsi leurs courants de base et, par voie de conséquence la tentative d'augmentation du courant de repos de l'étage de sortie. Ce dernier se trouve donc désormais à l'abri des dérives thermiques liés à l'échauffement des transistors de l'étage symétrique.

Ces deux résisteurs étant en série avec la charge de sortie, il importe que leur valeur soit faible (généralement proche de 1 ohm...) si l'on ne veut pas qu'ils absorbent une trop grande part du signal de sortie. C'est pourquoi leur valeur s'établit à :

$$R3 = R4 \approx \frac{R_{charge}}{V_{cc} - 2} \quad (\text{en ohms})$$

Si maintenant on analyse la solution adoptée pour stabiliser dans le temps la tension de repos de l'étage final (égale rappelons-le à la moitié de la tension d'alimentation...), on constate qu'il suffit de raccorder le résistor Rb de polarisation du transistor d'entrée, non plus sur le pôle positif de l'alimentation, mais bien au contraire sur la sortie de l'étage symétrique.

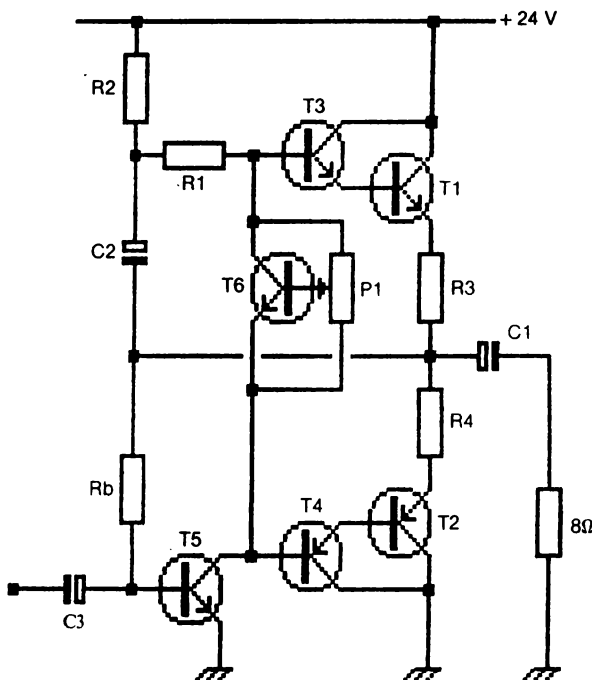
Dans ces conditions, on obtient une sorte de régulation de la tension de repos puisque, si celle-ci a tendance à décroître, le courant qui traverse le résistor Rb a tendance lui aussi à décroître ce qui, après amplification par le transistor T5, donne lieu à un courant de collecteur qui a également tendance à décroître, entraînant « ipso-facto » une remontée de la tension de collecteur et donc, de la tension de repos de l'étage symétrique, et vice-versa (Ouf !...).

Du fait de son branchement sur une tension voisine de la moitié de la tension d'alimentation, ce résistor Rb voit sa valeur divisée par deux, ce que confirme la formule :

$$Rb \approx \frac{V_{cc} \cdot \beta \cdot (R1 + R2)}{V_{cc} + 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Exemple d'application

Déterminez la valeur des résisteurs R3, R4 et Rb de stabilisation thermique du montage ci-après, sachant que le gain en courant des transistors est de 80 pour T1 et T2, 60 pour T3, T4 et 150 pour T5 et T6.



Nous allons débiter par le calcul des résisteurs R3 et R4. Leur valeur est égale à :

$$R3 = R4 \neq \frac{R_{charge}}{V_{cc} - 2}$$

$$R3 = R4 \neq \frac{8}{24 - 2}$$

$$R3 = R4 \neq 0,36 \, \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous allez opter pour celle de 0,33 Ω qui elle l'est. Quant à la puissance de ces deux résisteurs, inutile de la calculer !... Vous ne trouverez ces faibles valeurs qu'en modèles 2 W ou 3 W, ce qui est amplement suffisant pour les besoins du montage.

Passons maintenant au calcul du résistor Rb de polarisation du transistor T5. Comme ce calcul nécessite la connaissance préalable de la valeur des résistors R1 et R2, nous allons commencer par ces deux là :

$$R1 \# \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3}$$

$$R1 \# \frac{80 \cdot 60 \cdot 8}{24 - 3}$$

$$R1 \# 1828 \, \Omega \text{ ou } 1,82 \, k\Omega$$

Le choix de R1 est donc à faire sur une valeur normalisée de 1,8 kΩ.

La valeur du résistor R1 étant connue, nous allons pouvoir trouver celle du résistor R2 grâce à la formule :

$$R2 \# \frac{R1}{5}$$

$$R2 \# \frac{1800}{5}$$

$$R2 \# 360 \, \Omega$$

Cette valeur étant exactement centrée entre les valeurs normalisées de 330 Ω et de 390 Ω, vous allez malgré cela choisir la valeur la plus faible (330 Ω), car cela ne peut qu'améliorer les performances de l'étage de sortie.

Ceci fait, vous pouvez enfin calculer la valeur du résistor Rb de polarisation du transistor d'entrée T5. Dans le cas présent, celui-ci a pour valeur :

$$Rb \# \frac{V_{cc} \cdot \beta(R1 + R2)}{V_{cc} + 2,4}$$

$$Rb \# \frac{24 \cdot 150(1800 + 330)}{24 + 2,4}$$

$$Rb \# 290000 \, \Omega \text{ ou } 290 \, k\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée et compte tenu des tâtonnements qu'implique le calcul de ce résistor, vous essayerez les deux valeurs de 270 kΩ ou 330 kΩ pour voir celle qui convient le mieux.

11 Comment limiter le gain en tension de l'étage d'attaque ?

Avez-vous remarqué à quel point la réaction « bootstrap » augmente dans de fortes proportions le gain en tension de l'étage d'attaque. Pensez, plus de 2 000 dans la majorité des cas... et avec un seul transistor !...

Toutefois, ce qui à première vue semble être un avantage se révèle être un handicap dès qu'il s'agit d'un amplificateur de puissance. Que voulez-vous faire d'un montage qui délivre sa pleine puissance pour seulement quelques millivolts à l'entrée ?... Difficile à contrôler, n'est-ce pas !

C'est donc pour mieux dompter le « fauve » que nous allons limiter le gain en tension de son étage d'entrée. Et comment limite-t-on le gain en tension d'un montage ?... Mais par la contre-réaction !... Accessoirement, cela ne fera que diminuer le taux de distorsion harmonique de l'amplificateur de puissance, ce qui ne peut que nous convenir.

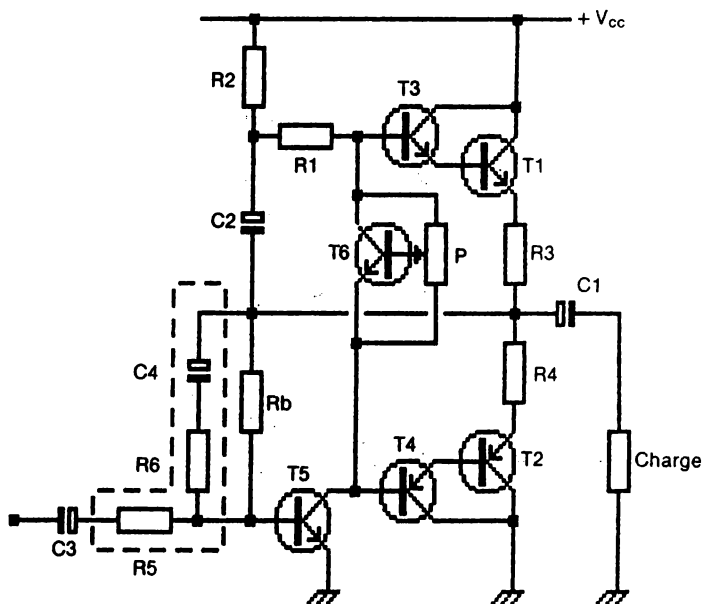


Fig. 11.1 : Le circuit de contre-réaction $C4$, $R5$ et $R6$ (en encadré) limite le gain en tension de l'étage d'attaque.

La question reste cependant de déterminer la forme et le mode d'application de la contre-réaction qui semble les mieux appropriés à cet amplificateur symétrique. En l'occurrence, ce ne peut être qu'une contre-réaction de type parallèle à la sortie et parallèle à l'entrée, le gain en tension étant produit par le seul étage d'entrée.

Face à cette situation, les solutions ne sont guère nombreuses. En voici une première qui vous est proposée à la figure 11.1 :

Vous noterez qu'elle met en œuvre deux résisteurs $R5$ et $R6$, associés à un condensateur $C4$ (en encadré sur le schéma...). Comment tout cela fonctionne ?... Les résisteurs $R5$ et $R6$ forment ce que l'on appelle un réseau de sommation (en l'occurrence, il s'agit de soustraction...) qui injecte sur la base du transistor $T5$ la différence des signaux d'entrée et de sortie. De ce fait, le gain en tension du montage est égal au rapport des résisteurs $R6/R5$.

Une variante à ce schéma permet d'économiser le condensateur $C4$. Pour cela, il suffit de raccorder le résistor $R5$ derrière le condensateur de sortie $C1$, comme cela est illustré sur la figure 11.2 :

Bien qu'en apparence ce réseau de contre-réaction semble identique au précédent, il n'en est pas de même côté calculs. En effet, le résistor $R6$ joue à la

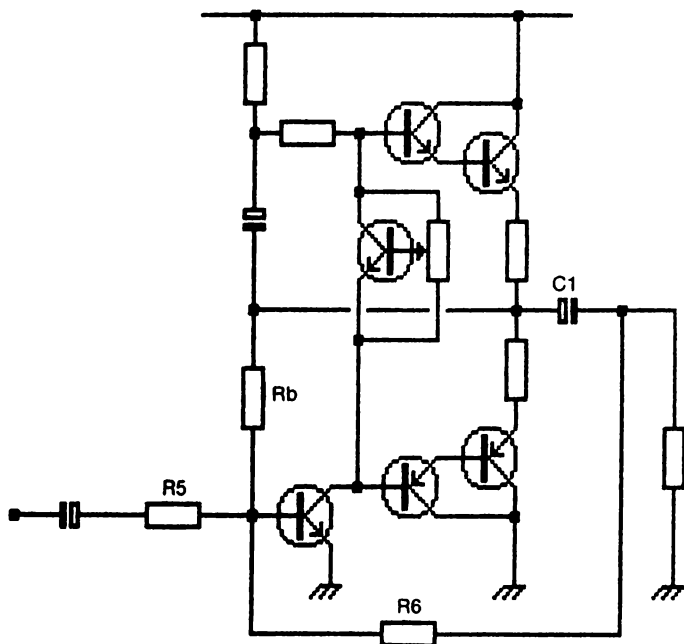


Fig. 11.2 : En raccordant le résistor $R6$ derrière le condensateur de sortie $C1$, on évite l'emploi du condensateur $C4$ de blocage de la composante continue.

Pour intéressant que puisse être ce nouveau schéma, il y a plus intéressant encore !... Que diriez-vous de supprimer purement et simplement le résistor R6 ?... Vous pensez que cela ne marchera pas ?... Dommage, car vous auriez alors économisé un résistor de plus, comme cela apparaît sur la figure 11.3 :

gardant de
le qu'il est
r purement
teur R6 de

Du coup, les calculs se limitent à la détermination de la valeur du résistor R5...

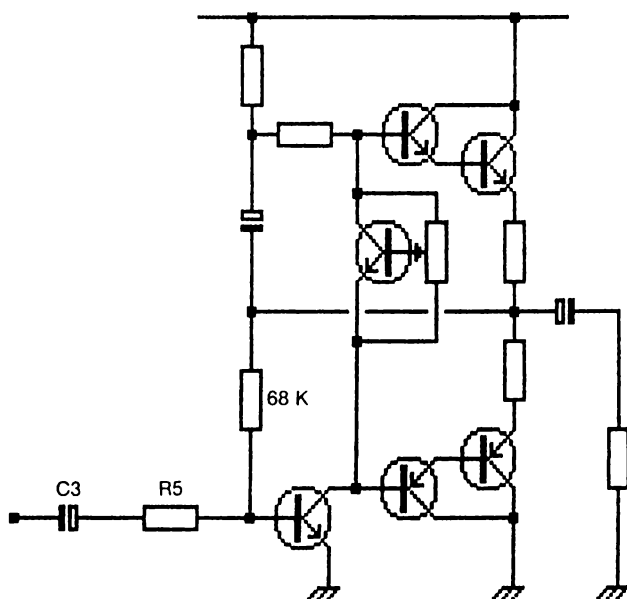
$$R5 \# \frac{Rb}{G_{tension}} \quad (\text{en ohms})$$

... et de celle du condensateur C3 :

$$C3 \# \frac{1,6}{R5 \cdot f_{\min}} \quad (\text{en farads})$$

Exercice d'application

Déterminez la valeur du résisteur de contre-réaction R5 et du condensateur d'entrée C3, sachant que le gain en tension de l'amplificateur suivant doit être égal à 20 (26 décibels).



La valeur du résisteur Rb étant connue, celle du résisteur R5 du réseau de contre-réaction est égale à :

$$R5 \# \frac{Rb}{G_{\text{tension}}}$$

$$R5 \# \frac{68 \cdot 10^3}{20}$$

$$R5 \# 3,4 \cdot 10^3 \Omega \text{ ou } 3,4 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour un résistor de 3,3 k Ω .
 Quant au condensateur C3, sa valeur s'établit à (en prenant $f_{\min} = 16$ hertz) :

$$C3 \# \frac{1,6}{R5 \cdot f_{\min}}$$

$$C3 \# \frac{1,6}{3,3 \cdot 10^3 \cdot 16}$$

$$C3 \# 30 \mu F$$

Dans le cas présent, un condensateur de 22 μF conviendra parfaitement.

12 Dans quel ordre faut-il effectuer les calculs ?

Avant de clore cet ensemble de chapitres sur les amplificateurs de puissance de signaux analogiques, nous allons récapituler les calculs qu'il vous faut effectuer pour déterminer la valeur de la totalité des composants d'un amplificateur type (nous prendrons celui de la figure 11.3 comme exemple...), ainsi que l'ordre dans lequel il vous faut effectuer ces calculs.

Avant toute chose, il vous faut établir les caractéristiques que devra posséder l'amplificateur que vous allez bâtir. Généralement, ce sont la puissance de sortie (en watts efficaces...) et l'impédance de la charge. Parfois, comme sur le matériel embarqué à bord de véhicules, ce peut être la tension d'alimentation (12 ou 24 volts...) qui imposera la valeur de la charge et la puissance maximale disponible.

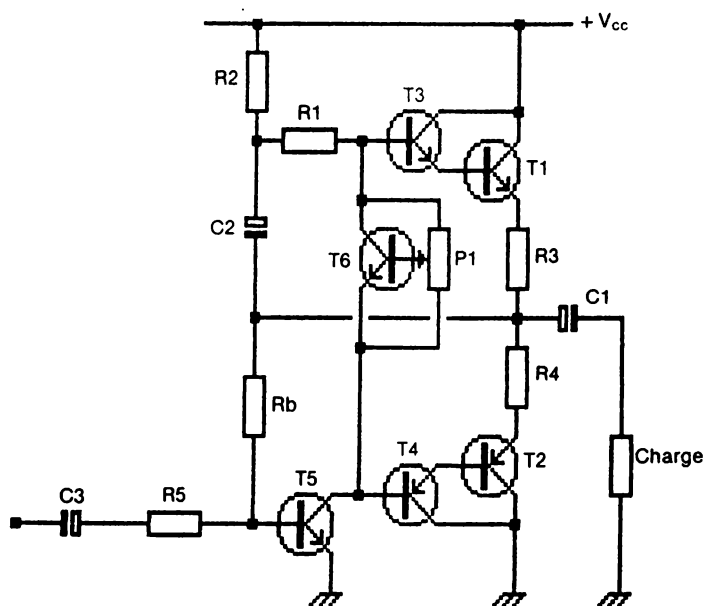


Fig. 12 : Dans le schéma ci-dessus, il n'y a pas moins de 10 composants passifs et 6 composants actifs dont il vous faut déterminer les valeurs.

Fort de ces quelques précisions indispensables (puissance et charge...), vous allez commencer par déterminer la tension d'alimentation nécessaire. Celle-ci a pour valeur :

$$V_{cc} \# 4 + 2\sqrt{2 \cdot P_{\text{sortie}} \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en volts})$$

Cette tension connue, vous allez vous intéresser à la puissance thermique que devront dissiper les transistors de puissance, de façon à déterminer le type de transistor à employer et la taille des radiateurs thermiques sur lesquels il faudra les monter. Pour chacun des transistors T1 et T2, cette puissance s'établit à :

$$P_{\text{max}[T1, T2]} \# \frac{V_{cc}^2}{16 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Connaissant la puissance à dissiper et le courant qui traverse les deux transistors de puissance (vous obtenez ce dernier à partir de la tension d'alimentation...) vous êtes alors à même de sélectionner avec précision les modèles de transistors convenant le mieux.

Ceci fait, on calcule la puissance thermique que devront dissiper les transistors T3 et T4, ne serait-ce que pour savoir s'il faut les équiper ou non de radiateurs thermiques. Celle-ci a pour valeur (par transistor) :

$$P_{\text{max}[T3, T4]} \# \frac{P_{\text{sortie}}}{2 \cdot \beta_{[T1, T2]}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Après cela, on s'intéresse aux résisteurs R3 et R4 de stabilisation thermique. Leur valeur est donnée par la formule :

$$R3 = R4 \# \frac{R_{\text{charge}}}{V_{cc} - 4} \quad (\text{en ohms})$$

Puis, c'est au tour du condensateur C1 de sortie. Sa capacité (assez forte en général...) se calcule à l'aide de la formule suivante dans laquelle $f_{\min}$ correspond à la fréquence minimale du signal à amplifier :

$$C1 \# \frac{1,6}{R_{\text{charge}} \cdot f_{\min}} \quad (\text{en farads})$$

Cela étant, il vous faut maintenant déterminer la valeur des deux résisteurs R1 et R2. Celle-ci s'établit à :

$$R1 \# 0,5 \cdot \frac{\beta_{[T1,T2]} \cdot \beta_{[T3,T4]} \cdot R_{\text{charge}}}{V_{cc} - 3} \quad (\text{en ohms})$$

$$R2 \# \frac{R1}{5} \quad (\text{en ohms})$$

Connaissant les valeurs de ces deux résisteurs, vous pouvez désormais calculer celle du condensateur C2. Sa valeur s'obtient grâce à la formule :

$$C2 \# \frac{1,6}{R2 \cdot f_{\min}} \quad (\text{en farads})$$

Toujours dans le même secteur (c'est-à-dire le circuit de collecteur de T5...), il vous faut calculer la valeur du potentiomètre P1 de polarisation du transistor T6. Celle-ci est égale à :

$$P1 \# 20 \cdot \frac{R1}{V_{cc} - 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Côté résistor Rb de polarisation du transistor T5 d'entrée, sa valeur s'obtient avec la formule :

$$Rb \# \frac{V_{cc} \cdot \beta_{[T5]}(R1 + R2)}{V_{cc} + 2,4} \quad (\text{en ohms})$$

Puis vient le tour du résistor R5 de contre-réaction dont la valeur s'établit à :

$$R5 \# \frac{Rb \cdot V_{\text{entrée}}}{\sqrt{P_{\text{sortie}} \cdot R_{\text{charge}}}} \quad (\text{en ohms})$$

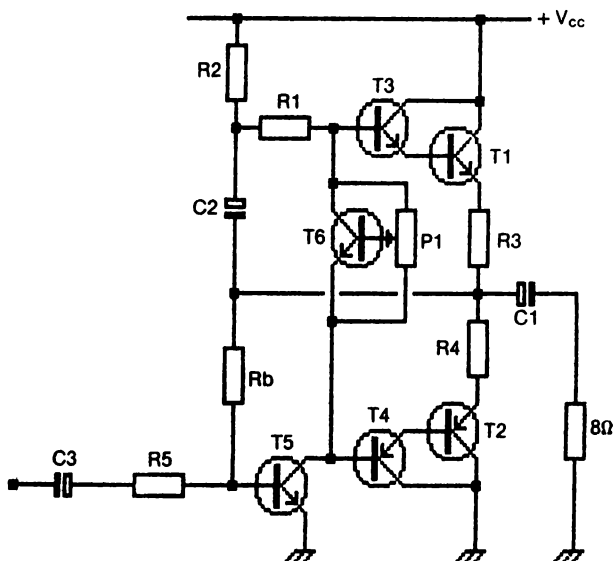
Quant au condensateur d'entrée (que l'on calcule en dernier...), sa valeur s'obtient par la formule :

$$C3 \neq \frac{1,6}{R5 \cdot f_{\min}} \quad (\text{en farads})$$

Cela étant, il ne vous reste plus qu'à sortir le fer à souder pour vérifier si vos calculs sont justes. Attention toutefois aux erreurs d'exposant (valeur 10, 100 ou 1000 fois trop grande ou trop petite...). En général, Les transistors n'apprécient pas trop ce type d'erreur...

Exercice d'application

Déterminez les caractéristiques des transistors ainsi que la valeur des composants d'un amplificateur capable de délivrer une puissance de 50 watts efficaces sur une charge de 8 ohms à partir d'un signal d'entrée de 1 volt, sachant que la bande passante du signal à amplifier est comprise entre 16 et 16 000 hertz.



La puissance de sortie (50 watts efficaces) et la valeur de la charge étant connues (8 ohms), vous allez commencer par déterminer la valeur de la tension d'alimentation. Celle-ci doit au moins être égale à :

$$V_{cc} \# 4 + 2 \sqrt{2 \cdot P_{\text{sortie}} \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$V_{cc} \# 4 + 2 \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 8}$$

$$V_{cc} \# 60 \text{ V}$$

Ceci fait, vous allez vous intéresser aux caractéristiques des transistors de sortie. Déjà, vous savez qu'ils vont devoir supporter une tension d'alimentation de 60 volts. Côté puissance thermique, celle-ci est égale pour chaque transistor de puissance à :

$$P_{\text{max}[T1, T2]} \# \frac{V_{cc}^2}{16 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{max}[T1, T2]} \# \frac{60 \cdot 60}{16 \cdot 8}$$

$$P_{\text{max}[T1, T2]} \# 28 \text{ W (efficaces)}$$

Vous allez donc choisir pour T1 et T2 des modèles supportant au moins 60 watts (en prenant une marge de sécurité voisine de 2...). Un bon choix consiste à prendre une paire complémentaire genre 2N3055/2N2955 et à les monter sur de solides radiateurs à ailettes.

Au tour maintenant des transistors T3 et T4. Connaissant le gain en courant des transistors de sortie (voisin de 100...), vous allez trouver :

$$P_{\text{max}[T3, T4]} \# \frac{P_{\text{sortie}}}{2 \cdot \beta_{[T1, T2]}}$$

$$P_{\text{max}[T3, T4]} \# \frac{50}{2 \cdot 100}$$

$$P_{\text{max}[T3, T4]} \# 0,25 \text{ W ou } 250 \text{ mW (efficaces)}$$

Cette puissance étant tout à fait dans les normes de ce que les transistors de moyenne puissance sont capables de supporter, vous allez opter pour des modèles 60 V, 500 mW que vous équiperez de petits radiateurs individuels.

Côté résisteurs de stabilisation thermique, leur valeur s'établit à :

$$R3 = R4 \neq \frac{R_{charge}}{V_{cc} - 4}$$

$$R3 = R4 \neq \frac{8}{60 - 4}$$

$$R3 = R4 \neq 0,14 \, \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour deux résisteurs de 0,15 Ω (si vous en trouvez...) ou 0,22 Ω (ce qui est plus courant...) de 1 à 3 watts de puissance.

Ceci étant, vous allez calculer la valeur du condensateur de sortie C1. Celle-ci est égale à ($f_{min} = 16$ hertz) :

$$C1 \neq \frac{1,6}{R_{charge} \cdot f_{min}}$$

$$C1 \neq \frac{1,6}{8 \cdot 16}$$

$$C1 \neq 0,0125 \text{ F ou } 12500 \, \mu\text{F}$$

Inutile de vous dire que cette valeur est trop élevée. Pour des raisons pratiques, il faudra vous contenter d'un modèle (gigantesque...) de 10000 $\mu\text{F}/60 \text{ V}$ ou plus vraisemblablement d'un 4700 $\mu\text{F}/60 \text{ V}$.

Au tour maintenant des résisteurs R1 et R2. Normalement, vous devriez trouver (avec $\beta_{[T3,T4]}$ égal à 60) :

$$R1 \neq 0,5 \cdot \frac{\beta_{[T1,T2]} \cdot \beta_{[T3,T4]} \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3}$$

$$R1 \neq 0,5 \cdot \frac{100 \cdot 60 \cdot 8}{60 - 3}$$

$$R1 \neq 421 \, \Omega$$

$$R2 \neq \frac{R1}{5}$$

$$R2 \neq \frac{421}{5}$$

$$R2 \neq 84 \, \Omega$$

Ces deux valeurs n'étant pas normalisées, vous allez orienter votre choix vers un résistor de 390 Ω pour R1 et de 82 Ω pour R2.

Ces deux résisteurs étant connus, la valeur du condensateur C2 s'obtient instantanément :

$$C2 \neq \frac{1,6}{R2 \cdot f_{\min}}$$

$$C2 \neq \frac{1,6}{82 \cdot 16}$$

$$C2 \neq 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ F ou } 1200 \mu\text{F}$$

Là encore, il faut limiter vos ambitions à un modèle de 1000 μF de capacité, isolé (lui aussi...) sous 60 V.

Si maintenant on s'intéresse à la valeur du potentiomètre P1, on trouve :

$$P1 \neq 20 \cdot \frac{R1}{V_{cc} - 2,4}$$

$$P1 \neq 20 \cdot \frac{390}{60 - 2,4}$$

$$P1 \neq 135 \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, la meilleure solution semble être de choisir un potentiomètre de 100 Ω que vous placerez en série avec un résistor de 33 Ω (attention au sens de branchement de ce dernier...). Vous obtenez ainsi une valeur globale proche de la valeur calculée.

Intéressons-nous maintenant au résistor Rb de polarisation. Sa valeur s'établit à (avec $\beta_{[R5]}$ égal à 50) :

$$Rb \neq \frac{V_{cc} \cdot \beta_{[R5]}(R1 + R2)}{V_{cc} + 2,4}$$

$$Rb \neq \frac{60 \cdot 50(390 + 82)}{60 + 2,4}$$

$$Rb \neq 22,7 \cdot 10^3 \Omega \text{ ou } 22,7 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur étant proche de la valeur normalisée de 22 k Ω , vous opterez pour cette dernière.

Reste encore à calculer la valeur du résistor R5 de contre-réaction et celle du condensateur C3 d'entrée. En ce qui concerne R5, sa valeur est de :

$$R5 \# \frac{Rb \cdot V_{\text{entrée}}}{\sqrt{P_{\text{sortie}} \cdot R_{\text{charge}}}}$$

$$R5 \# \frac{22 \cdot 10^3 \cdot 1}{\sqrt{50 \cdot 8}}$$

$$R5 \# 1,1 \cdot 10^3 \Omega \text{ ou } 1,1 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour celle de 1 k Ω qui l'est.

Comme conséquence, cela va avoir pour effet de faire baisser la sensibilité d'entrée de 1 volt à 0,9 volt, ce qui n'est guère gênant (bien au contraire...).

Remarque : *Au passage, vous noterez que la résistance d'entrée de l'amplificateur (qui est voisine de la valeur du résistor R1) est de 1 kilohm. Si cette valeur trop faible ne vous convient pas, il vous faut alors rajouter un étage amplificateur supplémentaire*.*

Quant au condensateur C3 d'entrée, sa valeur s'établit à :

$$C3 \# \frac{1,6}{R5 \cdot f_{\min}}$$

$$C3 \# \frac{1,6}{10^3 \cdot 16}$$

$$C3 \# 10^{-4} \text{ F ou } 100 \mu\text{F}$$

Cette valeur étant tout à fait convenable, vous allez jeter votre dévolu sur un modèle 100 μF de quelques volts de tension d'isolement (prendre 10, 12 ou 16 V selon ce qui est disponible...).

(*) Vous pouvez à ce sujet consulter la schémathèque « 1300 SCHEMAS » page 192 et les suivantes.

2^e partie

les amplificateurs numériques

L'électronique actuelle tendant de plus en plus vers la numérisation des divers signaux de base (audio, vidéo, télévision, enregistrement, etc, etc...), on assiste à l'heure actuelle à une mutation profonde des équipements qui doivent traiter ces nouveaux signaux. C'est pourquoi la deuxième partie de cet ouvrage sur les amplificateurs de puissance est entièrement consacrée à l'étude de quelques schémas un peu particuliers propres aux amplificateurs numériques. C'est ainsi que vous découvrirez au fil des chapitres qui suivent, comment...

13. amplifier les signaux numériques
14. déterminer les puissances mises en jeu dans un amplificateur numérique,
15. réaliser un amplificateur non inverseur,
16. interfacer un circuit logique TTL ou CMOS,
17. relier la charge à la masse du montage,
18. constituer un étage de sortie symétrique,
19. augmenter la puissance de sortie d'un étage symétrique,
20. remplacer (avantageusement...) un résistor par un générateur de courant,
21. protéger les étages de sortie contre les court-circuits,
22. absorber l'extra-courant de rupture des charges inductives,
23. associer deux amplificateurs identiques dans un montage en pont,
24. l'ordre dans lequel il faut effectuer les calculs.

13 Comment amplifier les signaux numériques ?

En quoi les signaux numériques diffèrent-ils des signaux analogiques et pourquoi leur consacre-t-on cette deuxième partie de l'ouvrage ?...

C'est vrai que dans l'absolu un signal numérique n'est rien d'autre qu'un signal, même s'il est à fronts raides, et que rien n'empêche son amplification par les mêmes amplificateurs de puissance que ceux employés pour les signaux analogiques.

Pourtant, cela constituerait une erreur que de vouloir persévérer dans cette voie.

En effet, les signaux numériques étant essentiellement de type binaire, c'est-à-dire possédant deux niveaux distincts, il n'est pas essentiel que l'amplificateur chargé de les traiter soit linéaire. Tout ce qu'on lui demande, c'est de posséder des temps de commutation extrêmement brefs entre les niveaux hauts et bas du signal numérique.

On va donc assister à une simplification, parfois poussée à l'extrême, des étages spécialisés dans l'amplification des signaux numériques, simplification qui se traduit pour l'utilisateur par un moindre coût de fabrication.

Ainsi, pour ne citer qu'un exemple, point n'est besoin de se soucier dans le montage de la figure 13.1 du courant de repos qui va traverser inutilement la charge. Il n'y en a pas !

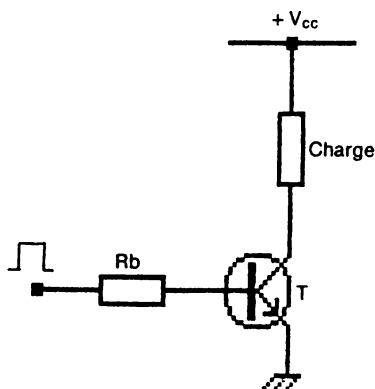


Fig. 13.1 : L'amplificateur numérique ci-contre ne nécessite aucun courant de repos.

Et pourquoi cela ?... Parce que le signal d'entrée (qui est numérique, rappelons-le...) assure lui-même la polarisation du transistor de puissance. Ce dernier fonctionne alors en commutation, un coup bloqué, un coup saturé, selon que le signal d'entrée est au niveau bas (transistor bloqué...) ou au niveau haut (transistor saturé...).

Ceci étant et connaissant la valeur du niveau haut du signal d'entrée (le niveau bas étant très voisin de zéro...), vous allez pouvoir déterminer la valeur du résistor R_b grâce à la formule :

$$R_b \# \frac{\beta \cdot R_{\text{charge}} (V_{\text{haut}} - 0,6)}{2 \cdot V_{cc}} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : Pour mémoire, il est rappelé qu'en régime de commutation, on améliore la saturation du transistor en doublant son courant de commande. C'est la raison d'être du facteur 2 dans la formule précédente.

Bien entendu, il est possible de perfectionner le montage de la figure 13.1 en lui adjoignant un transistor supplémentaire. On obtient alors le montage de la figure 13.2 dans lequel les transistors T1 et T2 jouent le rôle d'un Darlington de puissance :

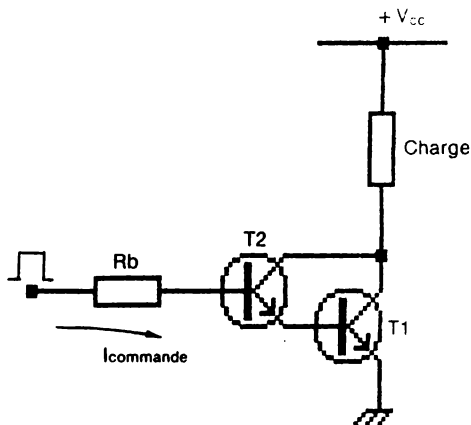


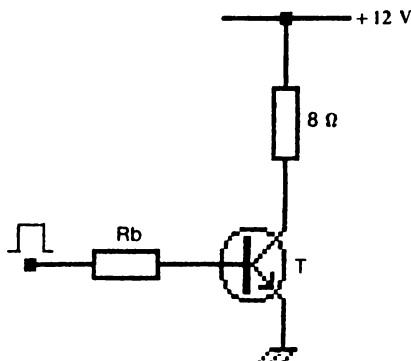
Fig. 13.2 : Le courant de commande peut être réduit par l'adjonction d'un transistor supplémentaire.

Le courant de commande est alors très nettement réduit, ce que confirme la formule de calcul du résistor R_b :

$$R_b \# \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{\text{charge}} (V_{\text{haut}} - 1,2)}{2 \cdot V_{cc}} \quad (\text{en ohms})$$

Exemple d'application n° 1

Déterminez la valeur du résistor R_b de l'amplificateur numérique suivant, sachant que le gain en courant du transistor de puissance est égal à 100 et que le niveau haut du signal d'entrée est de 3 V :



Puisque vous connaissez la valeur de la tension d'alimentation du montage (+ 12 volts), l'impédance de la charge (8 ohms), le gain en courant du transistor T de puissance ($\beta = 100$) ainsi que la valeur du niveau haut du signal d'entrée (3 volts), vous pouvez dès lors calculer la valeur du résistor R_b :

$$R_b \# \frac{\beta \cdot R_{\text{charge}}(V_{\text{haut}} - 0,6)}{2 \cdot V_{\text{cc}}}$$

$$R_b \# \frac{100 \cdot 8(3 - 0,6)}{2 \cdot 12}$$

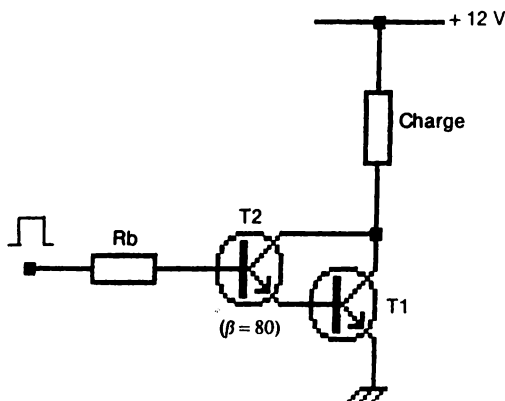
$$R_b \# 80 \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour un résistor de 82 Ω qui conviendra parfaitement.

Remarque : La résistance d'entrée du montage étant très faible, il se peut qu'elle fasse s'écrouler la valeur du niveau haut du signal d'entrée au point de ne plus assurer la saturation du transistor de puissance.

Exemple d'application n° 2

En reprenant les données de l'exercice précédent (même tension d'alimentation, même impédance de charge, même transistor de sortie et même niveau haut d'entrée), rajoutez un second transistor conformément au schéma suivant et recalculez la valeur du résistor R_b :



Le second transistor T2 ayant un gain en courant égal à 80, il suffit encore une fois d'appliquer directement la formule pour obtenir la nouvelle valeur du résistor Rb :

$$Rb \neq \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge} (V_{haut} - 1,2)}{2 \cdot V_{cc}}$$

$$Rb \neq \frac{100 \cdot 80 \cdot 8(3 - 1,2)}{2 \cdot 12}$$

$$Rb \neq 4800 \, \Omega \text{ ou } 4,8 \, k\Omega$$

La valeur normalisée la plus proche étant de 4,7 k Ω , c'est cette dernière que vous choisirez pour le résistor Rb.

Si maintenant vous comparez les deux valeurs du résistor Rb, selon que le montage utilise un ou deux transistors, vous allez constater que leur rapport correspond à un facteur près, au gain en courant du transistor qui a été rajouté :

$$\text{Rapport} = \frac{Rb_{[2e]}}{Rb_{[1e]}}$$

$$\text{Rapport} = \frac{4800}{80}$$

$$\text{Rapport} = 60$$

D'où provient cette différence ?... Mais de la chute de tension base-émetteur du second transistor qui vient en déduction du niveau haut du signal d'entrée.

14 Comment déterminer les puissances mises en jeu dans un amplificateur numérique ?

Maintenant que nous savons amplifier les signaux numériques (de manière sommaire il est vrai...), intéressons-nous de savoir ce que sont les puissances mises en jeu dans l'amplificateur qui leur est dédié.

Tout d'abord, qu'en est-il de la puissance de sortie d'un amplificateur numérique ?... Normalement, celle-ci devrait être plus élevée que celle délivrée par un amplificateur analogique placé dans les mêmes conditions. C'est d'ailleurs ce que confirme la formule :

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Pourquoi une différence aussi importante ?... C'est essentiellement pour deux raisons !... En premier lieu, un signal numérique est de forme rectangulaire et l'énergie qu'il véhicule est plus élevée d'un facteur $\sqrt{2}$ que celle d'un signal analogique ayant même valeur crête de tension. En second lieu, les déperditions de tension aux bornes du transistor de puissance sont nettement plus réduites avec un signal numérique qu'avec un signal analogique, le transistor fonctionnant alors en saturation (ce que précisément on cherche le plus possible à éviter en analogique...). Il en résulte une tension plus élevée aux bornes de la charge, ce qui se traduit par un accroissement sensible de la puissance de sortie.

Remarque : *Un transistor normal fonctionnant en régime de commutation présente une chute de tension directe $V_{ce_{sat}}$ voisine de 0,3 V. Seul un transistor spécial de commutation peut descendre cette valeur à moins d'une centaine de millivolts.*

Ce point étant acquis, voyons maintenant ce qu'il en est de la puissance thermique que doit dissiper le transistor de puissance. A votre avis, est-elle plus élevée ou plus faible qu'en analogique ?

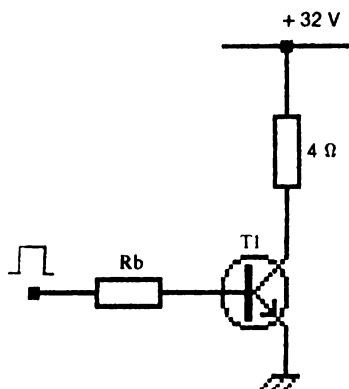
Vous avez gagné, elle est (nettement...) plus faible !... Et pourquoi cela !... Parce que le transistor ne peut être que dans deux états, passant ou bloqué. Passant,

il présente une chute de tension si faible à ses bornes (0,3 V...) que même un courant important ne fera pas grimper sa puissance thermique au-delà de quelques watts. Bloqué, il ne dissipe forcément rien puisque le courant est nul. D'ailleurs, voici à quoi cette puissance thermique ressemble :

$$P_{\max} \approx \frac{0,15 \cdot V_{cc}}{R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exercice d'application

Déterminez la puissance de sortie ainsi que la puissance thermique dissipée par le transistor de puissance de l'amplificateur numérique suivant :



Côté puissance de sortie, celle-ci s'établit à :

$$P_{\text{sortie}} \approx \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \approx \frac{32 \cdot 32}{4 \cdot 4}$$

$$P_{\text{sortie}} \approx 1,2 \text{ W (efficaces)}$$

Quant à la puissance thermique dissipée dans le transistor T1, celle-ci a pour valeur :

$$P_{\max} \approx \frac{0,15 \cdot V_{cc}}{R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\max} \approx \frac{0,15 \cdot 32}{4}$$

$$P_{\max} \approx 1,2 \text{ W (efficaces)}$$

15

Comment réaliser un amplificateur non inverseur ?

Dès que l'on parle de signaux numériques, on est aussitôt confronté avec les notions de logique binaire. Or, l'une de ces notions consiste à associer le niveau actif du signal d'entrée (ce peut être selon le cas le niveau haut ou le niveau bas...) à celui qui lui correspond à la sortie de l'amplificateur.

Si les niveaux d'entrée et de sortie sont hauts ou bas simultanément, on a alors affaire à un amplificateur non inverseur. Si ce n'est pas le cas, c'est-à-dire si le niveau de sortie est bas lorsque le niveau d'entrée est haut, ou vice-versa, l'amplificateur est alors considéré comme un inverseur (ce qui était le cas du montage précédent...).

Dans ces conditions, il est indispensable de disposer d'amplificateurs de type inverseur et non inverseur de façon à pouvoir faire face à tous les cas de figures (heureusement qu'il n'y en a que deux...).

Comment obtenir un amplificateur non inverseur ?... Simple, me direz-vous !... Il suffit d'associer en cascade deux amplificateurs inverseurs comme sur le schéma de la figure 15.1 et le tour est joué, puisque deux inversions successives de 180 degrés équivalent à une inversion de phase de 360 degrés, c'est-à-dire à pas d'inversion du tout.

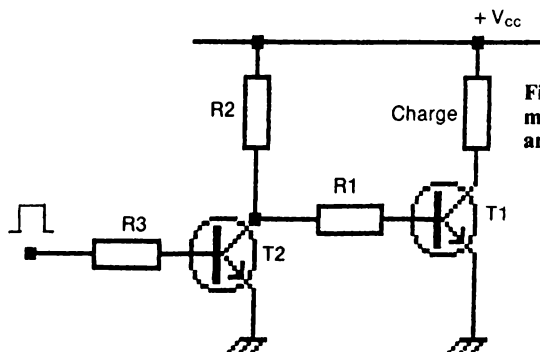
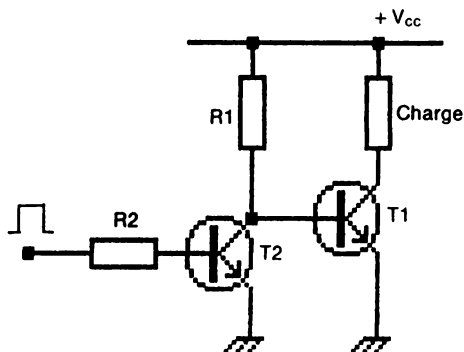


Fig. 15.1 : Deux étages inverseurs montés en cascade réalisent un amplificateur non inverseur.

Bien que ce montage puisse paraître fort intéressant, nous ne nous y attarderons guère. Nous allons lui préférer celui de la figure 15.2 qui nécessite un résistor de moins (ce qui le rend plus facile à calculer...) :

Fig. 15.2 : En enlevant un résistor au montage précédent, on obtient un amplificateur non inverseur plus performant.



Voyons un peu comment tout cela fonctionne !... Lorsque le signal d'entrée est au niveau haut, le transistor T2 est saturé et sa tension de collecteur chute à une fraction de volt, tension nettement insuffisante pour rendre le transistor T1 passant. Ce dernier demeure donc bloqué et on retrouve sur son collecteur le niveau haut (+ V_{cc}) de la tension de sortie.

Inversement, lorsque le signal d'entrée est au niveau bas, le transistor T2 n'est pas passant. Dans ces conditions, le résistor R1 sert de résistor de base au transistor de sortie et rend celui-ci passant, ce qui a pour effet de faire chuter sa tension de collecteur à une fraction de volt.

Côté calculs, vous allez débiter par celui du résistor R1. Sa valeur est donnée par la formule :

$$R1 \# \frac{\beta_1 \cdot R_{charge}}{2} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : La chute de tension base-émetteur du transistor T1 ayant été négligée, vous choisirez de préférence une valeur normalisée inférieure à la valeur théorique calculée plutôt que supérieure.

La valeur du résistor R1 étant connue, celle du résistor R2 de polarisation du transistor d'entrée s'obtient avec la formule :

$$R2 \# \frac{\beta_2 \cdot R1 (V_{haut} - 0,6)}{2 \cdot V_{cc}} \quad (\text{en ohms})$$

Cela étant, nous allons analyser un peu plus dans le détail le calcul de la puissance thermique que le transistor de sortie a pour obligation d'évacuer. Or, cette

puissance dépend étroitement de la forme d'onde du signal numérique, c'est-à-dire du rapport cyclique existant (tout du moins quand le signal est répétitif...) entre les portions où le signal est au niveau haut et celles où il est au niveau bas.

Pour ceux qui aborderaient cette notion de rapport cyclique pour la première fois, il vous faut savoir qu'un signal dit « carré » est un signal numérique répétitif dont la durée des portions « hautes » est identique à celle des portions « basses ». Dans ces conditions, un tel signal possède un rapport cyclique égal à 1. De même, un signal dont les portions « hautes » durent trois fois plus que les portions « basses » présente un rapport cyclique égal à 3.

Le rapport cyclique du signal numérique étant connu, la puissance thermique que va devoir dissiper le transistor T1 est égale à :

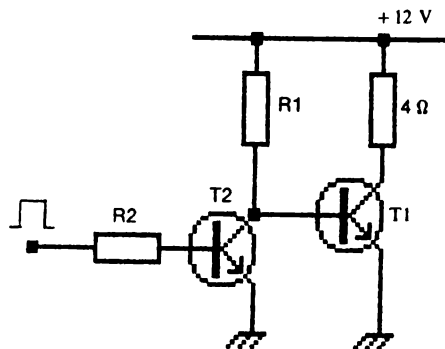
$$P_{\max} \approx \frac{0,3 \cdot V_{cc}}{R_{\text{charge}}} \cdot \frac{\text{Rapport}}{\text{Rapport} + 1} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Cette formule un peu compliquée se simplifie allègrement dès que le rapport cyclique du signal numérique est égal à 1 :

$$P_{\max} \approx \frac{0,15 \cdot V_{cc}}{R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exemple d'application

Déterminez la valeur des résisteurs ainsi que la puissance thermique dissipée par le transistor de sortie de l'amplificateur suivant, sachant que le gain en courant des transistors est respectivement de 80 pour T1 et de 50 pour T2 et que le niveau haut du signal d'entrée est de 3 volts.



Vous allez débiter le calcul des éléments de cet amplificateur par le résisteur R1. Sa valeur est égale à :

$$R1 \neq \frac{\beta_2 \cdot R_{charge}}{2}$$

$$R1 \neq \frac{80.4}{2}$$

$$R1 \neq 160 \, \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée (dans la gamme 10 % s'entend...), vous allez orienter votre choix de préférence vers la valeur normalisée immédiatement inférieure, à savoir 150 ohms.

Ceci étant, vous êtes à même de pouvoir calculer la valeur du résisteur R2. Sa valeur s'établit à :

$$R2 \neq \frac{\beta_2 \cdot R1 (V_{haut} - 0,6)}{2 \cdot V_{cc}}$$

$$R2 \neq \frac{50 \cdot 150 (3 - 0,6)}{2 \cdot 12}$$

$$R2 \neq 750 \, \Omega$$

Encore une fois, cette valeur n'étant pas normalisée dans la gamme 10 % (elle l'est dans la gamme 5 %...), vous allez opter pour un résisteur de 820 Ω qui conviendra très bien.

Quant à la puissance thermique dissipée dans le transistor de sortie, sa valeur se monte à (on suppose le rapport cyclique égal à 1...) :

$$P_{max} \neq \frac{0,15 \cdot V_{cc}}{R_{charge}}$$

$$P_{max} \neq \frac{0,15 \cdot 12}{4}$$

$$P_{max} \neq 0,45 \, \text{W (efficaces)}$$

Autant dire que vous allez pouvoir faire l'économie d'un radiateur thermique pour le transistor de puissance.

16 Comment interfacer un circuit logique TTL ou CMOS ?

Savoir amplifier des signaux numériques, c'est bien, mais cela ne nous renseigne aucunement sur la provenance des dits signaux. D'où peuvent-ils bien émaner ?

A cette profonde question métaphysique, une seule réponse s'impose : les signaux numériques sont issus de circuits logiques !... Ils sont produits ou traités par des circuits de logique binaire avant d'être expédiés vers l'amplificateur de puissance que vous cherchez à réaliser.

Or à notre époque, les circuits logiques les plus communément employés sont de technologies TTL (en version LS...) ou CMOS. Autant dire que les signaux qu'ils délivrent ont des caractéristiques fondamentalement différentes selon qu'ils sont issus d'un circuit TTL (alimentation + 5 volts, niveau haut voisin de 3 volts, niveau bas proche de 0,2 volt, etc...) ou d'un circuit CMOS (alimentation comprise entre + 4,5 et + 15 volts, niveau haut dépendant de la tension d'alimentation, niveau bas très proche de zéro, etc...).

Dans ces conditions, il paraît difficile de pouvoir traiter ces deux catégories de signaux numériques avec un modèle unique d'amplificateur de puissance. Et pourtant, cela est possible comme l'illustre le schéma de la figure 16.1 :

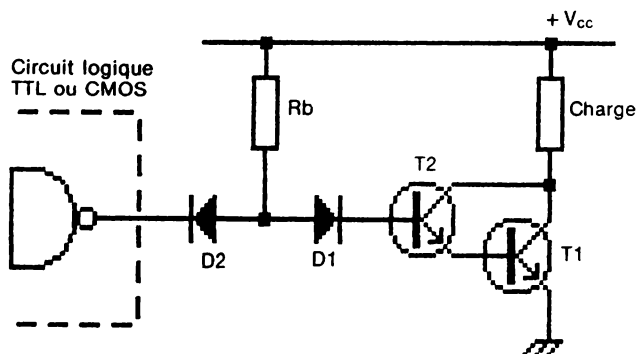


Fig. 16.1 : Cet amplificateur peut tout aussi bien interfacer un circuit logique TTL qu'un circuit CMOS.

Mieux encore !... La valeur du résistor Rb est indépendante de la technologie du circuit logique qui alimente l'entrée de l'amplificateur (si, si, c'est possible...). Comment cela se peut-il ?... Grâce aux deux diodes D1 et D2 !

Si l'on examine de plus près ce schéma, on s'aperçoit que le courant qui traverse le résistor R_b est aiguillé vers la base du transistor T2 dans la mesure où la tension du signal délivré par le circuit logique est supérieure à 1,2 volt. Pourquoi 1,2 volt ?... Parce que cela correspond à la somme des tensions de jonction de la diode D1 et des transistors T2 et T1 ($0,6 \times 3 = 1,8$ V) diminuée de la tension de jonction de la diode D2 ($-0,6$ V) qui se trouve être en opposition par rapport aux trois autres.

Or cette tension de seuil de 1,2 volt est tout à fait compatible avec la valeur des niveaux hauts et bas des deux types de signaux. Au-dessus de ce seuil, le signal d'entrée est considéré comme étant un 1 logique, tandis qu'en dessous, il est assimilé à un 0 logique. Astucieux, n'est-ce pas ?

Remarque : *L'amplification des signaux numériques interdit l'usage de condensateurs dans les schémas. C'est pourquoi l'isolement du résistor R_b vis-à-vis du niveau haut du signal d'entrée est obtenu à l'aide de diodes.*

Ceci dit, il est encore possible d'améliorer le schéma de la figure 16.1 quand on sait que deux diodes montées en opposition (il s'agit bien évidemment des diodes D1 et D2...) peuvent être remplacées fort avantageusement (surtout du point de vue vitesse...) par les jonctions base-émetteur et base-collecteur d'un transistor bipolaire. On obtient alors le schéma de la figure 16.2 :

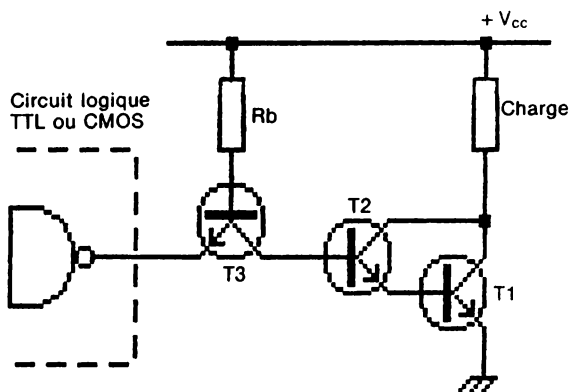


Fig. 16.2 : Il est possible de remplacer avantageusement les deux diodes D1 et D2 du schéma précédent par les deux jonctions du transistor T3.

Vous pouvez vous interroger sur le sens de branchement de ce transistor supplémentaire (en tout cas vous devriez...) car rien a priori n'oblige à placer les deux jonctions dans un sens ou dans l'autre. Et en fait, c'est le cas !... Vous pouvez, si le cœur vous en dit, inverser le collecteur et l'émetteur de ce transistor sans que les performances du montage en soient pour le moins affectés (pour une fois qu'il est possible d'inverser un transistor sans qu'il rende l'âme...)

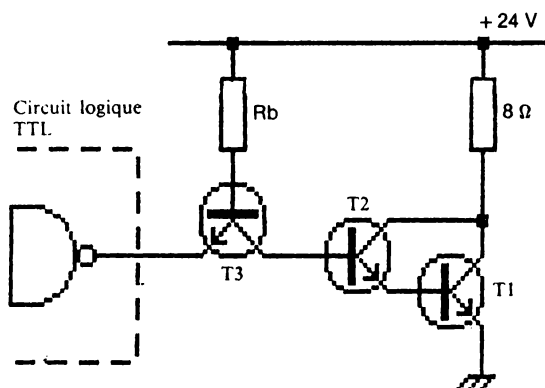
Si maintenant on s'intéresse au calcul du seul résistor de ce schéma, on trouve que sa valeur est égale à :

$$R_b \# \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{\text{charge}}(V_{cc} - 1,8)}{2 \cdot V_{cc}} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : La tension d'alimentation (+ V_{cc}) employée dans la formule est celle de l'amplificateur et non celle des circuits logiques. Cela vous montre (sur le plan du calcul...) que la valeur du résistor R_b ne dépend en aucune manière de la technologie de ces derniers.

Exemple d'application n° 1

Déterminez la valeur du résistor R_b de l'amplificateur suivant, sachant que le signal d'entrée est fourni par une porte logique TTL alimentée sous +5 volts (le gain en courant des transistors T1 et T2 étant respectivement de 100 et de 60) :



Bien que mention soit faite de la technologie du circuit logique (TTL, +5 V) qui alimente l'entrée de l'amplificateur, nous n'en tiendront pas compte dans le calcul des éléments de ce dernier puisque son fonctionnement est indépendant de ce qui le précède.

Le calcul des éléments se limite donc à celui du résistor R_b de polarisation. Sa valeur est égale à :

$$R_b \# \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{\text{charge}}(V_{cc} - 1,8)}{2 \cdot V_{cc}}$$

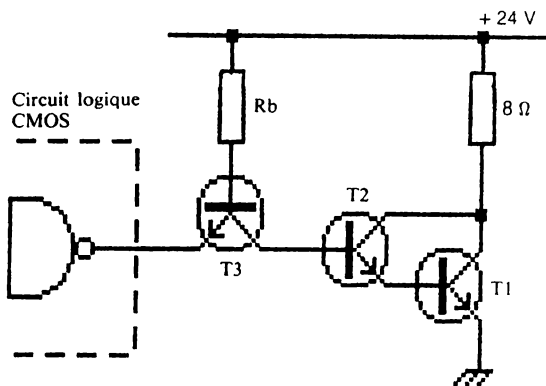
$$R_b \# \frac{10 \cdot 60 \cdot 8(24 - 1,8)}{2 \cdot 24}$$

$$R_b \# 22,2 \cdot 10^3 \Omega \text{ ou } 22,2 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur étant proche de la valeur normalisée de 22 kilohms, c'est vers cette dernière que nous allons orienter notre choix.

Exemple d'application n° 2

En reprenant les données de l'ensemble précédent, recalculez la nouvelle valeur du résistor R_b sachant que, cette fois-ci, c'est un circuit logique en technologie CMOS alimenté sous +15 volts qui fournit le signal numérique d'entrée :



Bien que la technologie du circuit logique d'entrée ait changée, il n'en demeure pas moins que les caractéristiques de fonctionnement de l'amplificateur demeurent les mêmes. Dans ces conditions, la valeur du résistor R_b est encore égale à 22 kilohms.

Remarque : Ainsi constitué, l'amplificateur fonctionne en inverseur puisqu'un niveau bas d'entrée se traduit par un niveau haut en sortie, et vice-versa.

17

Comment relier la charge à la masse du montage ?

Il est vrai que depuis le début de cette partie de l'ouvrage traitant des amplificateurs de signaux numériques, nous n'avons cessé de raccorder la charge finale au pôle positif de l'alimentation. Or, cette disposition n'est pas la plus commode que l'on puisse concevoir, loin s'en faut !

Une solution plus intéressante (plus sécuritaire en tout cas...) consiste à raccorder la charge à la masse de l'alimentation. Facile, me direz-vous !... Il suffit de remplacer le transistor npn de puissance par un transistor pnp de mêmes caractéristiques (au sens du courant près...) et d'en relier l'émetteur au pôle positif, la charge quant à elle se retrouvant entre le collecteur et la masse.

C'est vrai que du point de vue de l'étage final, c'est facile !... Ce qui l'est un peu moins, c'est le lien qu'il va falloir établir entre cet étage final et le transistor d'entrée (T3 sur la figure 16.2) car, bien entendu, nous n'allons pas abandonner la disposition précédente du circuit d'entrée maintenant que nous en connaissons les qualités d'universalité en matière d'interfaçage des circuits logiques TTL et CMOS.

La première idée qui vient à l'esprit consiste à interposer un étage inverseur à la suite du transistor T3 de polarisation et à alimenter la base du transistor final à partir de cet étage inverseur. On obtient alors le schéma de la figure 17.1 :

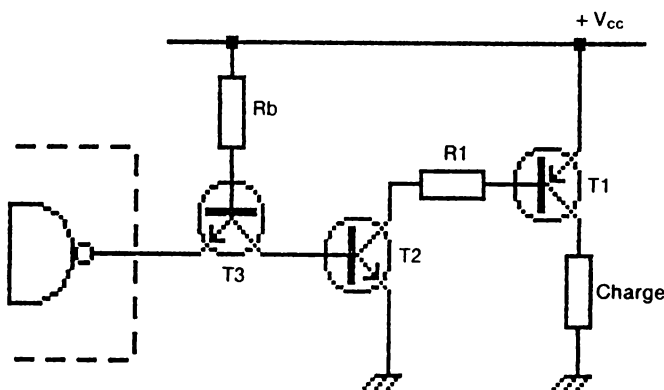


Fig. 17.1 : Il est possible de relier la charge à la masse du montage en alimentant le transistor pnp final par un étage inverseur.

Voyons un peu comment tout cela fonctionne !... Si l'on suppose un niveau haut en entrée, le courant traversant le résistor R_b peut alors s'engouffrer dans la base du transistor T2, rendant ce dernier passant. L'étage inverseur constitué par ce transistor T2 délivre alors un niveau bas qui à son tour entraîne la conduction du transistor final T1. La sortie de l'amplificateur délivre alors un niveau haut aux bornes de la charge.

Remarque : *L'introduction d'un étage inverseur au sein du montage a pour effet de transformer ce dernier en amplificateur non inverseur. L'aviez-vous remarqué ?*

Bien que paraissant fort intéressant, nous n'en dirons guère plus sur le présent schéma !... Pourquoi ?... Parce qu'il est possible de l'améliorer légèrement en supprimant le résistor R2 servant de résistance de charge au transistor T2, comme cela apparaît sur la figure 17.2 :

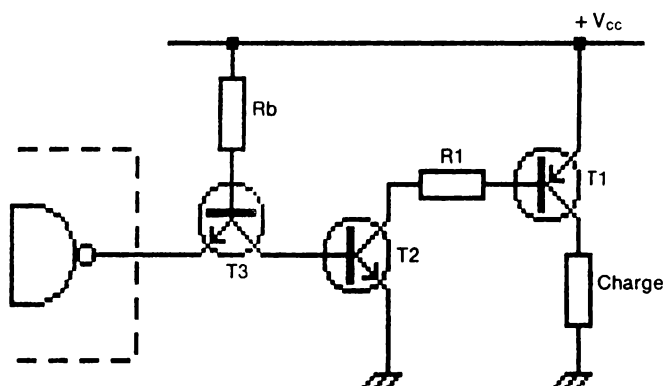


Fig. 17.2 : La suppression du résistor R2 améliore (légèrement) le fonctionnement de cet amplificateur non inverseur.

Comme vous pouvez le constater par vous-même, la résistance de charge du transistor T2 est constituée par le résistor R1 et la jonction base-émetteur du transistor T1. Dans ces conditions, la mise en parallèle d'un second résistor de charge est tout à fait inutile, voire même gênante, car elle dérive en pure perte une partie du courant de collecteur du transistor T2.

On obtient ainsi un schéma plus facile à calculer puisque le nombre de composants passifs est réduit à deux. Pour le premier d'entre-eux, c'est-à-dire le résistor R1 de polarisation de la base du transistor final, sa valeur s'établit à :

$$R1 \neq \frac{\beta_1 \cdot R_{charge}}{2} \quad (\text{en ohms})$$

Ceci étant, le calcul du résistor R_b est sensiblement analogue à ce qu'il était précédemment (cherchez les différences...) puisque sa valeur est égale à :

$$R_b \# \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{\text{charge}} (V_{cc} - 1,2)}{4 \cdot V_{cc}} \quad (\text{en ohms})$$

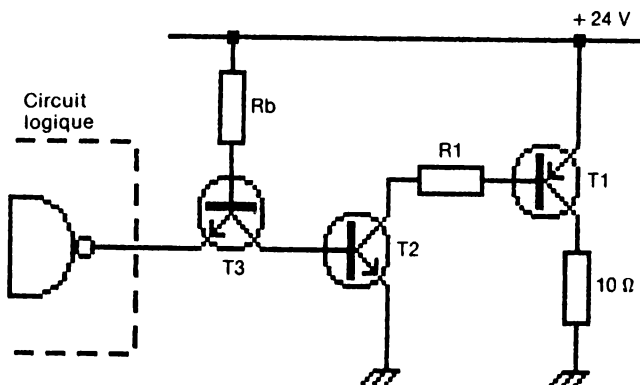
Quant à la puissance thermique que doit pouvoir dissiper le transistor de puissance, ce n'est pas l'emploi d'un transistor pnp qui change quoi que ce soit. Sa valeur demeure donc égale à :

$$P_{\text{max}} \# \frac{0,15 \cdot V_{cc}}{R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

... si, bien entendu, le rapport cyclique est égal à 1. Dans le cas contraire, il vous faut employer, non pas la formule simplifiée, mais la formule complète qui tient compte de la valeur du rapport cyclique du signal numérique (cf chapitre 15).

Exercice d'application

Déterminez la valeur des résistors de l'amplificateur non inverseur suivant, sachant que le gain en courant des transistors T1 et T2 est respectivement de 80 et de 50 et que le signal d'entrée est un signal rectangulaire de rapport cyclique égal à 1 :



La technologie et la tension d'alimentation du circuit logique d'entrée n'intervenant pas dans les calculs, nous allons passer directement à celui du résistor R_1 .

Sa valeur s'établit à :

$$R1 \neq \frac{\beta_1 \cdot R_{charge}}{2}$$

$$R1 \neq \frac{80 \cdot 10}{2}$$

$$R1 \neq 400 \, \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour celle de 390 Ω qui en est la plus proche.

Au tour maintenant du résistor Rb de polarisation de l'étage d'entrée. Sa valeur est égale à :

$$Rb \neq \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}(V_{cc} - 1,2)}{4 \cdot V_{cc}}$$

$$Rb \neq \frac{80 \cdot 50 \cdot 10(24 - 1,2)}{4 \cdot 24}$$

$$Rb \neq 9500 \, \Omega \text{ ou } 9,5 \, k\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous allez choisir un résistor de 10 k Ω qui devrait convenir parfaitement.

Maintenant, si vous êtes curieux, essayez donc de calculer la valeur du résistor Rb pour d'autres valeurs de la tension d'alimentation. Selon celle-ci, vous devriez trouver des valeurs sensiblement identiques. Pourquoi ?... Parce que pour des valeurs suffisamment élevées de la tension d'alimentation (supérieures à 12 V...), on peut simplifier le numérateur et le dénominateur de la formule par V_{cc} (en négligeant le 1,2 V...). On obtient alors la formule approchée (à moins de 10 % près...) :

$$Rb \neq \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{charge}}{4}$$

... indépendante de la tension d'alimentation.

18 Comment constituer un étage de sortie symétrique ?

Avant de chercher à construire un amplificateur symétrique, posons-nous la question de savoir l'intérêt que cela peut présenter ?... Mais à faire circuler un courant alternatif (de forme rectangulaire, bien sûr...) dans la charge !

Et à quoi cela peut-il servir ?... Mais à plein de choses, comme par exemple à alimenter le primaire du transformateur-élévateur d'un convertisseur continu-alternatif ou encore à contrôler la vitesse et les deux sens de rotation d'un moteur électrique, etc, etc...

Or, de telles applications nécessitent que la seconde extrémité de la charge, qui d'habitude est reliée au pôle positif ou à la masse de l'alimentation, le soit cette fois-ci à un point milieu de l'alimentation :

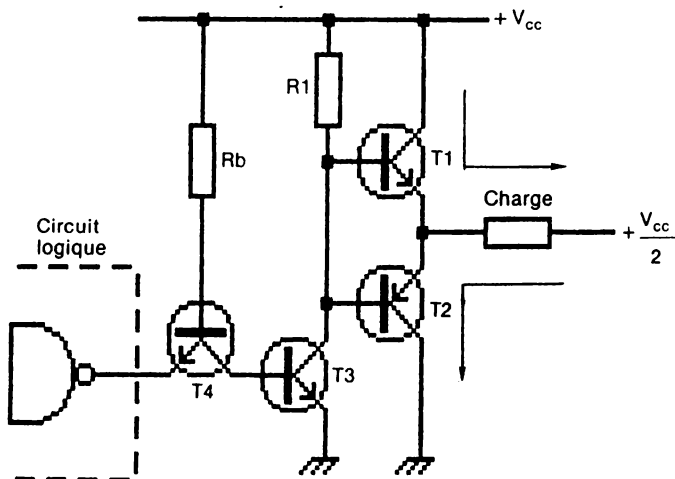


Fig. 18 : En raccordant la charge au point milieu de l'alimentation, l'étage symétrique permet d'y faire circuler un courant alternatif.

Comme vous pouvez le constater sur la figure 18, le fait de raccorder la charge au point milieu de l'alimentation permet à l'étage symétrique d'y faire circuler un courant alternatif (et tout ça sans condensateur de liaison...).

Mieux encore !... Les signaux amplifiés par l'étage de puissance sont numériques, ce qui revient à dire qu'ils sont à fronts raides. Dans ces conditions, la distorsion de raccordement inhérente à un étage symétrique polarisé en classe B (c'est-à-dire avec absence de courant de repos...) n'a plus cours, ce qui permet de s'affranchir des diodes à tension variable et autres résisteurs de stabilisation thermique qui alourdisaient les schémas des amplificateurs analogiques. Quelle simplification !

Cette dernière l'est encore plus sur le plan du calcul des composants puisqu'ils ne sont plus que deux (moins il y en a...). Si donc on débute par le résistor R1, sa valeur s'obtient avec la formule :

$$R1 \approx \frac{0,3 \cdot \beta_{[T1,T2]} \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 2} \quad (\text{en ohms})$$

Attention : *Etant donné l'intensité du courant qui traverse ce résistor, il y a lieu de se pencher sur la puissance thermique qu'il va devoir évacuer, celle-ci pouvant facilement dépasser les 1/4 W ou 1/2 W habituels. Cette puissance a pour valeur :*

$$P_{max} \approx \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R1} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Ceci étant, il ne vous reste plus qu'à calculer la valeur du second et dernier résistor de ce schéma, à savoir le résistor Rb de polarisation. Sa valeur étant dépendante de celle du résistor R1, nous allons trouver :

$$Rb \approx 0,4 \cdot \beta_{[T3]} \cdot R1 \quad (\text{en ohms})$$

Attention : *Cette fois-ci, c'est la valeur du résistor Rb qui ne doit pas descendre en dessous du seuil de $500 \cdot V_{cc}$ (cela correspond à un courant de 2 mA...), sans quoi le circuit TTL (surtout s'il s'agit de la version LS à faible consommation...) n'est plus capable de fonctionner correctement.*

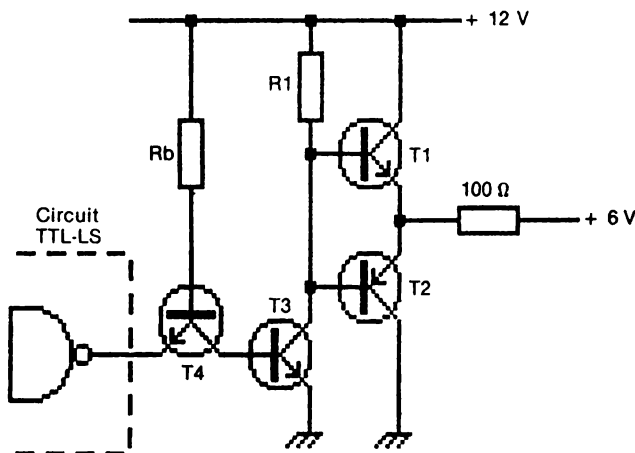
Que de précautions !... Attention à ceci, attention à cela !... En fait, ce montage n'est destiné qu'aux faibles puissances de sortie ne dépassant pas 1 watt dans la charge.

Parlant de puissance de sortie, celle de l'étage symétrique est légèrement plus faible que dans les montages précédents, puisque la tension crête du signal de sortie se trouve être amputée des inévitables 0,6 volt qu'absorbe chaque jonction base-émetteur des transistors de puissance, ce que confirme la formule :

$$P_{\text{sortie}} \approx \frac{(V_{cc} - 2)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exercice d'application

Déterminez la valeur des composants, ainsi que la puissance de sortie de l'amplificateur numérique suivant, sachant que le gain en courant est égal à 100 pour les transistors T1 et T2 et 40 pour le transistor T3 :



En tout premier lieu, vous allez débiter par le calcul du résistor R1. Sa valeur est égale à :

$$R1 \approx \frac{0,3 \cdot \beta_{[T1, T2]} \cdot R_{\text{charge}}}{V_{cc} - 2}$$

$$R1 \approx \frac{0,3 \cdot 100 \cdot 100}{12 - 2}$$

$$R1 \approx 300 \, \Omega$$

Ceci fait, il vous faut déterminer la puissance thermique que va devoir dissiper ce résisteur. Celle-ci s'établit à :

$$P_{\max} \# \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R1}$$

$$P_{\max} \# \frac{12 \cdot 12}{2 \cdot 300}$$

$$P_{\max} \# 0,24 \text{ W (efficaces)}$$

Cette valeur frisant le 1/4 watt, vous allez orienter votre choix vers un résisteur capable de dissiper 1/2 watt sans coup frémir (la marge de sécurité étant égale à deux, comme d'habitude...).

Cela étant, vous allez maintenant rechercher la valeur du résisteur Rb de polarisation. Selon la formule précédente, cette valeur s'établit à :

$$Rb \# 0,4 \cdot \beta_{(R3)} \cdot R1$$

$$Rb \# 0,4 \cdot 40 \cdot 300$$

$$Rb \# 4800 \Omega \text{ ou } 4,8 \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, c'est vers la valeur de 4,7 kilohms que vous devriez orienter votre choix. Vous noterez toutefois, que cette valeur est très légèrement inférieure au seuil tolérable de $500 \cdot V_{cc}$ (c'est-à-dire 6000 ohms) et que, dans ces conditions, c'est plutôt vers la valeur de 5,6 kilohms qu'il vaudrait mieux diriger votre choix.

Quant à la puissance de sortie que cet amplificateur délivre aux bornes de la charge de 100 ohms, celle-ci s'établit à :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 2)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(12 - 2)^2}{4 \cdot 100}$$

$$P_{\text{sortie}} \# 0,25 \text{ W ou } 250 \text{ mW (efficaces)}$$

Là encore, vous noterez que cette puissance de sortie est de l'ordre du watt, limite que cet amplificateur ne saurait dépasser (du moins dans sa forme actuelle...).

19 Comment augmenter la puissance de sortie d'un étage symétrique ?

Au travers de l'exercice d'application du chapitre précédent, vous avez pu prendre conscience des limites de l'amplificateur symétrique qui y est décrit.

Or, ces limites, que sont-elles ?... Il y a tout d'abord l'intensité anormalement élevée du courant qui circule dans le résistor $R1$ et qui oblige ce dernier à être d'une taille imposante pour pouvoir dissiper l'énergie calorifique qui y prend naissance. De surcroît, ce courant constitue un gaspillage d'énergie qu'il y a lieu de chercher à endiguer car, paradoxe, dans un montage où les transistors de sortie sont à peine tièdes (du fait de leur fonctionnement en régime de saturation...), le résistor $R1$, lui par contre, est brûlant. C'est idiot, n'est-ce-pas ?

Il y a ensuite la valeur trop faible du résistor Rb qui, traversé (lui aussi...) par un courant de polarisation plus important que le circuit logique ne peut écouler vers la masse (lorsqu'il délivre un niveau bas...), entraîne une déformation du signal rectangulaire d'entrée et, par voie de conséquence, un mauvais fonctionnement en commutation de l'amplificateur numérique.

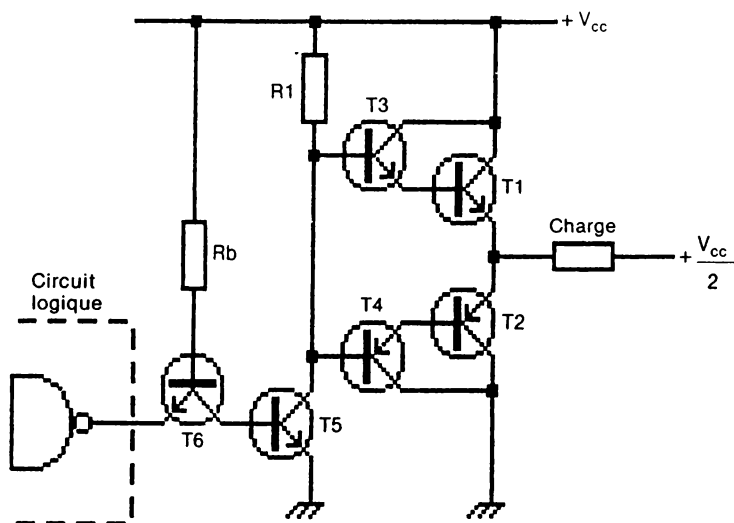


Fig. 19 : En rajoutant un étage de transistors Darlington ($T3$ et $T4$), on augmente considérablement la puissance de sortie de l'amplificateur symétrique.

Il y a enfin la valeur insignifiante de la puissance de sortie (de l'ordre du watt...) que cet amplificateur symétrique est capable de délivrer (tout du moins dans sa forme actuelle...), puissance nettement insuffisante pour un amplificateur qui est censé être « de puissance ».

Or, toutes ces limitations peuvent être surpassées en rajoutant un étage Darlington entre l'étage d'attaque et l'étage final, tel que le montre la figure 19 :

En effet, l'introduction des transistors T3 et T4 a pour conséquence de réduire le courant dans le résistor R1 dans la proportion du gain en courant de ces transistors (pour une même puissance de sortie, s'entend...), ce qui à son tour entraîne une augmentation de valeur du résistor R1 et du résistor Rb de polarisation.

Voyons un peu tout cela en détail sur le plan du calcul. Si l'on s'intéresse d'abord au résistor R1, sa valeur s'établit à :

$$R1 \approx \frac{0,3 \cdot \beta_{[T1,T2]} \cdot \beta_{[T3,T4]} \cdot R_{charge}}{V_{cc} - 3} \quad (\text{en ohms})$$

Si vous êtes curieux, cherchez donc les différences que présente cette formule avec celle du chapitre précédent. Normalement (mais sait-on jamais...), vous devriez en trouver deux !

Par contre, la formule de calcul du résistor Rb de polarisation demeure inchangée, puisqu'elle s'appuie sur la valeur trouvée pour le résistor R1. Si la valeur de ce résistor croît, celle du résistor Rb croît dans les mêmes proportions :

$$Rb \approx 0,4 \cdot \beta_{[T5]} \cdot R1 \quad (\text{en ohms})$$

Intéressons-nous maintenant à la puissance de sortie désormais disponible à la sortie d'un tel amplificateur. Celle-ci a pour valeur :

$$P_{sortie} \approx \frac{(V_{cc} - 3)^2}{4 \cdot R_{charge}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Remarque : Comparée à la formule du chapitre précédent, celle-ci laisse apparaître une légère diminution de la tension crête à crête du signal rectangulaire de sortie, diminution qui provient de l'introduction des jonctions base-émetteur des transistors T3 et T4.

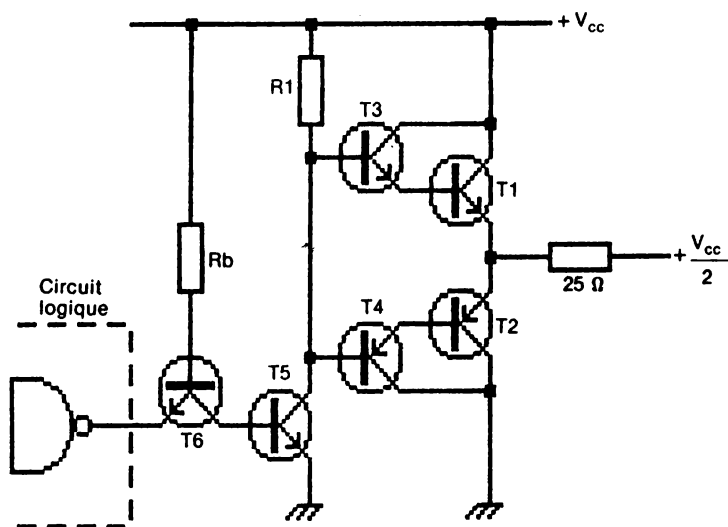
Et où se retrouvent les 3 volts qui manquent ?... Mais aux bornes des transistors de puissance !... Il s'en suit que la puissance thermique qu'ils doivent dissiper croît dans la même proportion (le calcul se faisant pour un transistor...) :

$$P_{\max} \approx \frac{0,3 (V_{cc} - 3)}{R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exercice d'application

Déterminez les caractéristiques d'un amplificateur numérique susceptible de délivrer une puissance de 20 watts efficaces aux bornes d'une charge de 25 ohms. Vous prendrez les gains en courant des transistors respectivement égaux à 100 (T1 et T2), 80 (T3 et T4) et 60 (T5).

Connaissant la puissance de sortie de l'amplificateur (20 watts efficaces...), il vous faut rechercher en premier lieu la valeur de la tension d'alimentation. Celle-ci se monte à :



$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{\text{cc}} - 3)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} \quad \text{ce qui donne :}$$

$$V_{\text{cc}} \# \sqrt{4 \cdot P_{\text{sortie}} \cdot R_{\text{charge}}} + 3$$

$$V_{\text{cc}} \# \sqrt{4 \cdot 20 \cdot 25} + 3$$

$$V_{\text{cc}} \# 47,7 \text{ V}$$

Une tension d'alimentation de 48 volts conviendra donc parfaitement.
Cela étant, la valeur du résistor R1 s'établit à :

$$R1 \# \frac{0,3 \cdot \beta_{[T1, T2]} \cdot \beta_{[T3, T4]} \cdot R_{\text{charge}}}{V_{\text{cc}} - 3}$$

$$R1 \# \frac{0,3 \cdot 100 \cdot 80 \cdot 25}{45}$$

$$R1 \# 1333 \, \Omega \text{ ou } 1,3 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous opterez pour un résistor de 1,5 kilohm de 1 à 2 watts de puissance (cherchez pourquoi...).

Au tour du résistor Rb de polarisation. Sa valeur se monte à :

$$Rb \# 0,4 \cdot \beta_{[T3]} \cdot R1$$

$$Rb \# 0,4 \cdot 60 \cdot 1,5 \cdot 10^3$$

$$Rb \# 36 \cdot 10^3 \, \Omega \text{ ou } 36 \text{ k}\Omega$$

Encore une fois cette valeur n'étant pas normalisée, vous allez orienter votre choix vers un résistor de 33 k Ω . (Vérifiez au passage si le seuil de $500 \cdot V_{\text{cc}}$ est respecté...).

Quant à la puissance thermique dissipée dans chaque transistor de puissance, celle-ci se monte à :

$$P_{\text{max}} \# \frac{0,3 (V_{\text{cc}} - 3)}{R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{max}} \# \frac{0,3 (48 - 3)}{25}$$

$$P_{\text{max}} \# 0,5 \text{ W}$$

20

Comment remplacer (avantageusement...) un résistor par un générateur de courant ?

Encore et toujours, c'est le résistor R1 qui joue les trouble-fêtes dans l'amplificateur symétrique et ce, malgré l'introduction d'un étage de transistors Darling-ton entre lui et les transistors de sortie. Imaginez-vous qu'à lui tout seul, il dissipe plus d'énergie que les deux transistors de puissance réunis. C'est tout de même un comble !

Or, si l'on s'interroge tant soit peu sur les raisons qui poussent ce résistor à pareil échauffement (voir pour cela la figure 19...), on en déduit inmanquablement que cela provient de sa valeur qui est trop faible.

Qu'est-ce donc ce qui détermine le choix d'une valeur aussi faible pour le résistor R1 ?... Mais la chute de tension qui se produit à ses bornes lorsque l'amplificateur délivre un niveau haut (le transistor T5 est alors bloqué...), chute de tension qui vient précisément en déduction de l'amplitude crête du niveau haut du signal de sortie. On ne peut donc augmenter de trop la valeur de cette chute de tension (qui est limitée à 0,3 volt...) sans voir en contrepartie l'amplitude crête du niveau haut baisser aux bornes de la charge.

Pourtant, ce ne sont pas ces quelques 0,3 volt qui vont entraîner un dégagement de chaleur de plusieurs watts dans le résistor. Ce qui crée cette chaleur anormale, c'est le courant important qui y circule dedans lorsque le collecteur du transistor T5 est au niveau bas. Pour information, ce courant de niveau bas est $3 \cdot V_{cc}$ fois plus grand que le courant de niveau haut. C'est peu dire !

La solution ?... Elle consiste à imposer un courant constant au sein de ce résistor, quel que soit le niveau (haut ou bas...) du signal. Or, ceci s'obtient facilement en remplaçant le résistor R1 par un générateur de courant constant, tel que le montre la figure 20.1 :

Grâce à cette substitution, on impose un courant constant à travers le générateur de courant, limitant ainsi le dégagement calorifique en son sein lorsque le transistor T5 délivre un niveau bas. De surcroît, cette limitation de courant se répercute sur l'étage d'entrée (en augmentant la valeur du résistor Rb...), ce qui ne peut que favoriser l'interfaçage des circuits logiques à faible consommation.

Il nous reste donc à établir le schéma d'un tel générateur de courant. Celui qui vous est proposé ci-après est extrait de la schémathèque « 1300 SCHEMAS » :

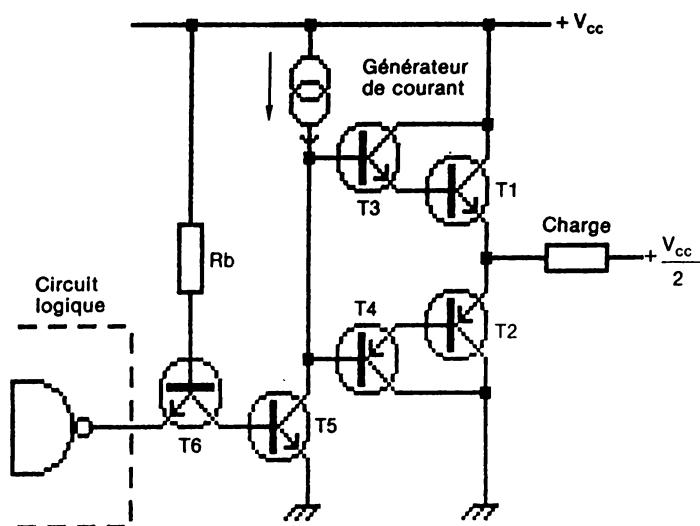


Fig. 20.1 : En remplaçant le résisteur R1 par un générateur de courant, on impose un courant I constant quel que soit la tension de collecteur du transistor T5.

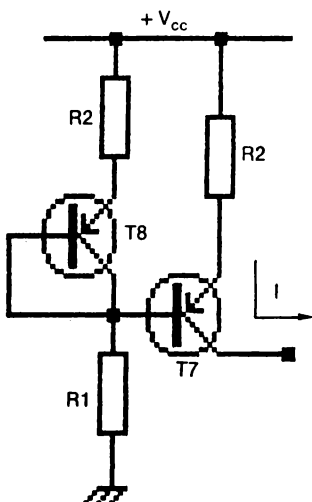


Fig. 20.2 : Deux transistors pnp, dont un câblé en diode, constituent un excellent générateur de courant.

Pourquoi avoir choisi un tel schéma de générateur de courant ?... Mais parce qu'il s'agit d'un montage sûr, facile à mettre au point et à calculer (ce qui n'est pas à négliger...).

Comment cela fonctionne ?... Comme un transistor monté en émetteur commun (il s'agit du transistor T7...) que l'on polarise par un pont diviseur. Petite

différence !... L'une des branches du pont diviseur est constitué par une diode dont les caractéristiques se doivent d'être aussi proches que celles de la jonction base-émetteur du transistor T7. C'est pourquoi l'on a choisi un second transistor du même type que l'on a monté en diode en réunissant base et collecteur ensemble (si, si, cela fonctionne très bien...).

On obtient ainsi un montage parfaitement équilibré (surtout si l'on prend la précaution d'employer deux résisteurs R2 identiques...) dans lequel le courant de sortie à même valeur et stabilité que celui qui traverse le pont diviseur. Comme ce dernier est constant, il s'en suit que le courant I de sortie l'est également. Astucieux comme montage, n'est-ce pas ?

Sur le plan des calculs, ceux-ci se résument à la détermination des valeurs des résisteurs R2 et R1, comme le montrent les formules suivantes :

$$R2 \# \frac{0,2}{I} \quad (\text{en ohms})$$

$$R1 \# \frac{V_{cc} - 1}{I} \quad (\text{en ohms})$$

Remarque : *Ce schéma de générateur de courant est l'un de ceux qui procure la plus faible chute de tension à ses bornes (de l'ordre de 0,3 volt lors de la saturation du transistor T7...).*

Exercice d'application

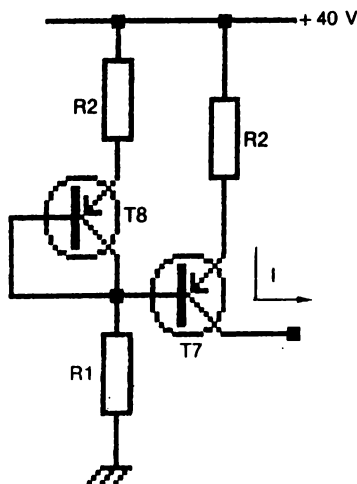
Déterminez la valeur des résisteurs du générateur de courant ci-après, sachant qu'il est censé remplacer un résistor de 150 ohms de résistance et de 8 watts de puissance.

Vous allez commencer par rechercher le courant qui devrait traverser le résistor de collecteur lorsque le signal numérique est à l'état haut. Ce courant est égal à :

$$I \# \frac{0,3}{R1}$$

$$I \# \frac{0,3}{150}$$

$$I \# 2 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 2 \text{ mA}$$



Vous allez donc constituer un générateur de courant capable de délivrer un courant constant de 2 milliampères. Si vous débutez par le calcul des deux résisteurs R2, leur valeur se monte à :

$$R2 \# \frac{0,2}{I}$$

$$R2 \# \frac{0,2}{2 \cdot 10^{-3}}$$

$$R2 \# 100 \Omega$$

Quant à la valeur du résistor R1 du pont diviseur, elle s'établit à :

$$R1 \# \frac{V_{cc} - 1}{I}$$

$$R1 \# \frac{40 - 1}{2 \cdot 10^{-3}}$$

$$R1 \# 19,5 \cdot 10^3 \Omega \text{ ou } 19,5 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous allez opter pour un résistor de 18 kilohms.

Maintenant, si vous êtes curieux, calculez donc la puissance thermique que va devoir dissiper le transistor T7 du générateur de courant. Normalement, vous devriez trouver une valeur proche de 40 milliwatts. On est loin des 4 watts (qui en fait en font 8 avec la marge de sécurité de deux...) du précédent résistor R1.

21

Comment protéger les étages de puissance contre les court-circuits ?

Les amplificateurs numériques étant par essence même destinés à délivrer des signaux de forte puissance dans des charges de faible résistance, il s'en suit que leur durée de vie tient essentiellement à leur capacité d'absorber sans broncher toute anomalie pouvant survenir dans le circuit de sortie des transistors de puissance.

Or, l'anomalie la plus usuelle que rencontrent les étages de puissance est le court-circuit accidentel de la charge. Et ne croyez pas que cela soit dû uniquement aux maladroits que nous sommes !... Il peut également arriver qu'un moteur électrique alimenté par un amplificateur numérique se bloque accidentellement. L'impédance de la charge qui était alors constituée (lorsque le moteur tournait encore...) d'une résistance, d'une inductance et d'une force contre-électromotrice, voit celle-ci se réduire à la seule résistance des fils du bobinage. Autant dire que le court-circuit est presque parfait pour l'étage de sortie.

Et comment va réagir l'étage de puissance d'un amplificateur numérique face à une telle menace ?... Il va tout simplement chercher à délivrer ce pour quoi il a été conçu et, pour ce faire, il fera appel à toutes les ressources de gain en courant des transistors qui l'équipent.

Et Dieu sait qu'il en dispose, puisque chaque transistor ne fonctionne qu'à la moitié théorique de ses spécifications minimales !...

Autant dire que le courant qu'il va délivrer en cas de court-circuit risque d'être de 3 à 4 fois plus élevé que le courant nominal qu'il est censé produire dans des conditions normales de fonctionnement. Adieu, pauvres transistors...

Si donc vous voulez éviter que l'amplificateur de puissance que vous venez de terminer ne rende l'âme à la première fausse manœuvre, il va vous falloir le protéger (efficacement...) contre les court-circuits. Un premier schéma de protection vous est fourni à la figure 21.1

Vous noterez que le circuit de protection (en encadré sur le schéma...) ne comporte que trois composants, un résistor R3 de très faible valeur que l'on insère dans le circuit d'émetteur du transistor de sortie, un transistor T4 qui, dès lors qu'il devient conducteur (ce qui se produit en cas de court-circuit...), dérive vers la masse l'excédent du courant de base du transistor T2 susceptible d'endommager le transistor de puissance et, pour finir, une diode D d'anti-retour.

Fig. 21.1 : Le circuit (en encadré...) constitué d'un transistor, d'une diode et d'un résistor protège efficacement le transistor de sortie T1 contre tout court-circuit accidentel de la charge.

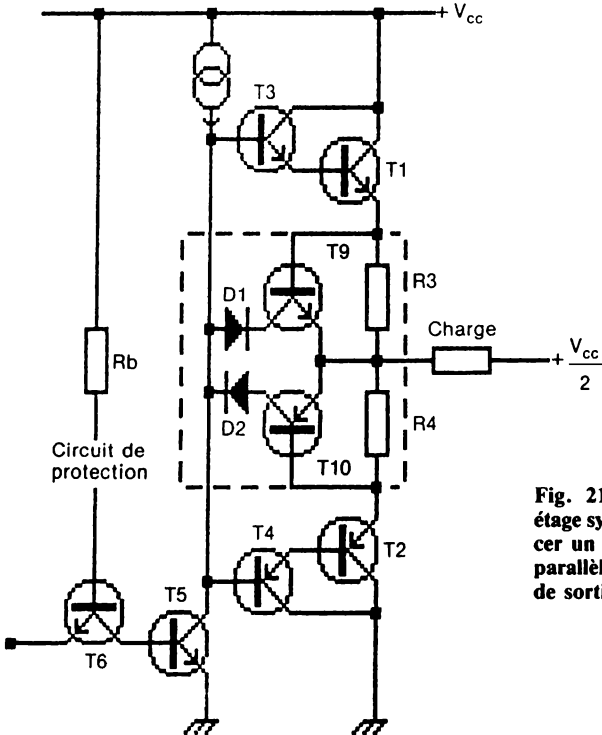
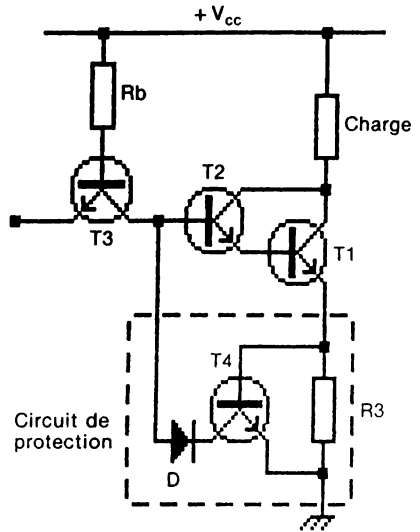


Fig. 21.2 : Pour protéger un étage symétrique, il suffit de placer un circuit de protection en parallèle sur chaque Darlington de sortie.

Tel qu'il se présente, le circuit de protection peut également protéger les transistors de puissance d'un étage symétrique. Il suffit de le doubler (à la polarité près du transistor de dérivation...), comme cela vous est montré à la figure 21.2 :

Côté calculs, avouez que vous êtes vernis !... La seule valeur inconnue est celle du résistor R3, le transistor de dérivation étant du même modèle que le Darlington de commande du transistor de sortie.

Selon le montage (étage final asymétrique ou étage final symétrique...), la valeur du (ou des) résisteurs R3 et R4 s'établit ainsi :

1°) *Etage final asymétrique :*

$$R3 \neq \frac{R_{charge}}{2 \cdot (V_{cc} - 1)} \quad (\text{en ohms})$$

2°) *Etage final symétrique :*

$$R3 = R4 \neq \frac{R_{charge}}{V_{cc} - 4} \quad (\text{en ohms})$$

Important : *Lors de la présence d'un court-circuit, la totalité de la tension d'alimentation se retrouve aux bornes du (ou des) transistors de sortie. De ce fait, la puissance thermique qui s'y dégage est importante. Sa valeur se monte à :*

$$P_{max} \neq \frac{0,7 \cdot V_{cc}}{R3} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Exercice d'application

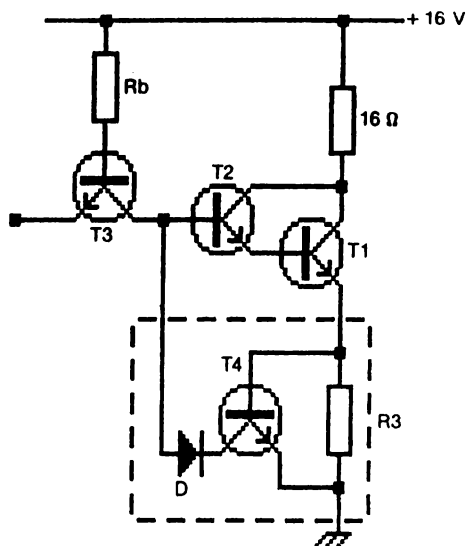
Déterminez les caractéristiques du circuit de protection de l'amplificateur numérique suivant, ainsi que la puissance thermique qui se dégage dans le transistor de puissance en cas de court-circuit de la charge.

Le seul composant dont il vous faut calculer la valeur est le résistor R3 du circuit de protection. Sa valeur se monte à :

$$R3 \neq \frac{R_{charge}}{2 \cdot (V_{cc} - 1)}$$

$$R3 \neq \frac{16}{2 \cdot (16 - 1)}$$

$$R3 \neq 0,53 \, \Omega$$



Cette valeur n'étant pas normalisée, c'est vers un résisteur de 0,47 ohm et de 2 à 3 watts de puissance que vous allez orienter votre choix.

Reste maintenant à déterminer la puissance thermique que va devoir dissiper le transistor de puissance en cas de court-circuit de la charge, ne serait-ce qu'afin d'équiper ce dernier d'un radiateur convenablement dimensionné. Cette puissance thermique a pour valeur :

$$P_{\max} \# \frac{0,7 \cdot V_{cc}}{R_3}$$

$$P_{\max} \# \frac{0,7 \cdot 16}{0,47}$$

$$P_{\max} \# 24 \text{ W (efficaces)}$$

Par curiosité, comparez donc cette puissance à celle qui se dégage normalement dans ce même transistor. Vous allez trouver une sacrée différence, jugez plutôt :

$$P_{\max} \# \frac{V_{cc}}{2 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\max} \# \frac{16}{2 \cdot 16}$$

$$P_{\max} \# 0,5 \text{ W (efficace)}$$

22

Comment absorber l'extra-courant de rupture des charges inductives ?

Jusqu'à présent, nous n'avons chargé nos divers amplificateurs numériques que par des charges purement ohmiques et nous ignorons tout de leur comportement lorsque cette dernière présente une composante inductive non négligeable, comme c'est le cas avec un relais, un moteur, un transformateur, etc, etc...

Comment celui-ci apprécie-t-il la chose ?... En fait, il n'aime pas du tout !... Si l'on considère un amplificateur à transistor unique de sortie (ce que l'on nomme un montage « asymétrique ») et qu'on observe à l'oscilloscope ce qui se passe, on constate qu'une tension induite apparaît aux bornes de la charge inductive lorsque le transistor cesse de conduire.

Or, cette tension induite doit être aussitôt absorbée par un court-circuit extérieur, sans quoi elle peut détruire par surtension le transistor de sortie (décidément, ce n'est pas facile de vivre vieux quand on est né transistor de puissance...).

Et comment peut-on mettre en court-circuit une charge inductive uniquement à l'instant où le transistor se bloque et non pas pendant le restant du temps où il est conducteur ?... Mais tout simplement à l'aide d'une bonne vieille diode (que l'on choisira de préférence rapide...), comme dans l'exemple ci-après :

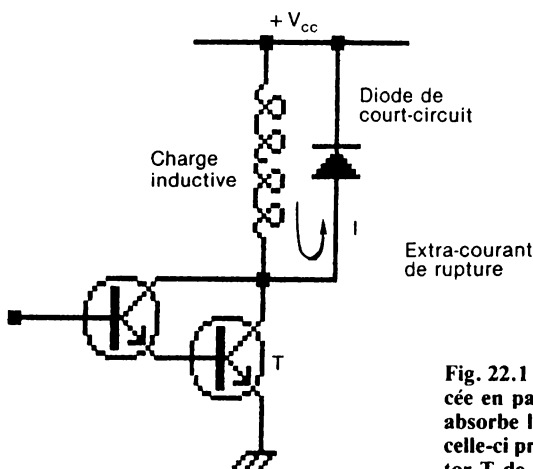


Fig. 22.1 : Une diode de court-circuit placée en parallèle sur une charge inductive absorbe l'extra-courant de rupture I que celle-ci produit lors du blocage du transistor T de sortie.

Placé en parallèle sur la charge inductive mais orientée de telle façon qu'elle ne gêne en aucune manière le fonctionnement du transistor de puissance, la diode va se comporter comme un court-circuit pour l'extra-courant de rupture, absorbant ainsi la surtension qui, trop forte, pourrait détruire par claquage la jonction base-collecteur de ce (pauvre...) transistor. Bravo l'astuce !

Et ça marche aussi pour les étages symétriques ?... Mais oui !... Il suffit de disposer de deux diodes identiques que l'on branche entre la tension positive d'alimentation et le point commun des émetteurs d'une part, et ce même point commun et la masse du montage d'autre part. D'ailleurs, mieux qu'un long discours, voici à quoi cela ressemble :

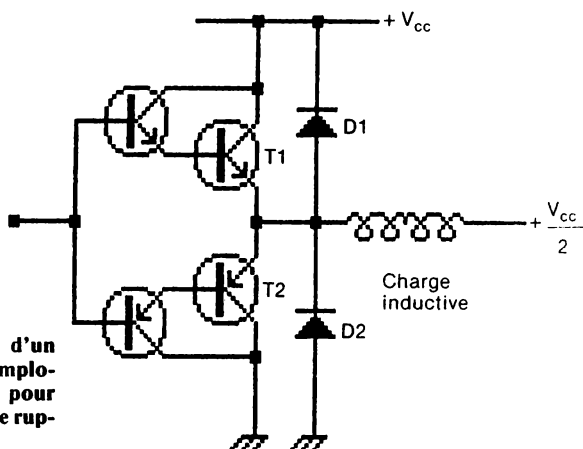


Fig. 22.2 : Dans le cas d'un étage symétrique, il faut employer 2 diodes identiques pour absorber l'extra-courant de rupture.

Comme vous pouvez le constater de visu, on a disposé cette fois-ci les deux diodes, non pas en parallèle sur la charge inductive (ce qui équivaldrait à un court-circuit permanent...), mais bien au contraire aux bornes des deux transistors de puissance. On obtient ainsi une protection efficace de l'étage de sortie (une de plus...) contre les surtensions de nature inductive.

Remarque : Cette protection n'est vraiment indispensable que lorsque l'on travaille avec une tension d'alimentation proche de la tension de claquage des transistors de sortie. Elle peut être omise lorsque la marge de sécurité est égale ou supérieure à 2, c'est-à-dire lorsque chaque transistor de puissance peut supporter au moins le double de la tension d'alimentation.

23

Comment associer deux amplificateurs identiques dans un montage en pont ?

Dans la course à la puissance qui est la nôtre (tout du moins à ce stade de l'ouvrage...), nous ne pouvons faire autrement que nous orienter vers la technique dite du montage en pont « de deux amplificateurs numériques », technique que l'on rencontre encore sous l'appellation « amplificateurs bridgés » par ceux qui préfèrent l'anglais dans le texte.

Qu'est-ce donc qu'un montage en pont ?... C'est un montage qui réunit deux amplificateurs identiques afin d'alimenter en opposition de phase les deux extrémités de la charge, comme cela est indiqué sur la figure 23.1 :

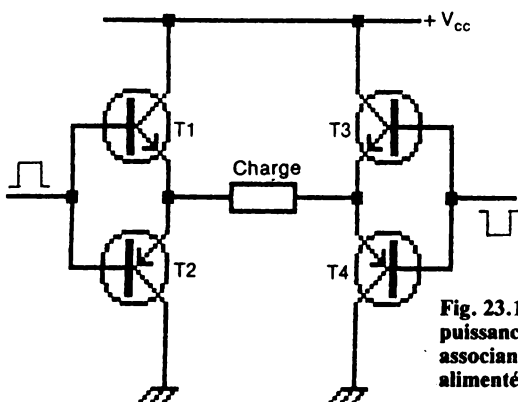


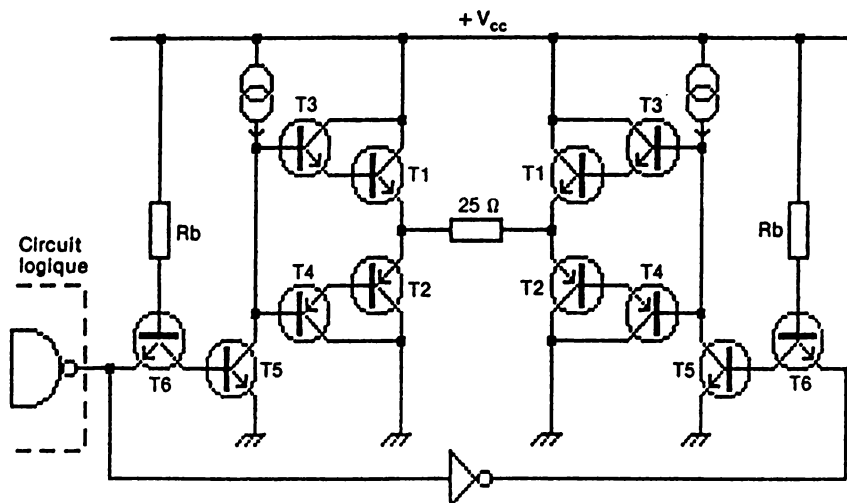
Fig. 23.1 : Il est possible de quadrupler la puissance utile aux bornes de la charge en associant deux amplificateurs identiques alimentés en opposition de phase.

Cette association en opposition de phase des deux amplificateurs fait que lorsque l'un d'entre-eux délivre un niveau haut l'autre, par esprit de contradiction (disons plutôt de complémentarité...), délivre un niveau bas, et vice-versa. De ce fait, l'amplitude crête de chaque alternance du signal de sortie est voisine (aux chutes de tension près...) de la tension d'alimentation, c'est-à-dire qu'elle double par rapport à la solution classique du point milieu à $V_{cc}/2$.

En clair, cela revient à dire que si l'on maintient la même valeur de résistance de charge en sortie de l'amplificateur, il s'y développe une tension deux fois plus élevée avec un montage en pont, ce qui équivaut à une puissance **quatre fois** plus élevée. Intéressant, n'est-ce pas !

Exercice d'application

Déterminer les caractéristiques des divers composants du montage en pont suivant, sachant qu'il est destiné à délivrer une puissance efficace de 100 W sur une charge de 16 ohms. Vous considérerez que tous les transistors employés ont un gain en courant moyen voisin de 80.



Commençons donc par le commencement !... En l'occurrence, il s'agit de calculer la valeur de la tension d'alimentation à partir de la formule :

$$P_{\text{sortie}} \approx \frac{(V_{cc} - 3)^2}{R_{\text{charge}}} \quad \text{ce qui donne :}$$

$$V_{cc} \approx \sqrt{R_{\text{charge}} \cdot P_{\text{sortie}}} + 3$$

$$V_{cc} \approx \sqrt{16 \cdot 100} + 3$$

$$V_{cc} \approx 43 \text{ V}$$

Ce point étant acquis, intéressons-nous maintenant à la valeur du courant que doit débiter chaque générateur de courant (n'oubliez pas de multiplier par 2 ce courant...) :

$$I \approx 2 \cdot \frac{V_{cc} - 3}{\beta_{[T1, T2]} \cdot \beta_{[T3, T4]} \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$I \approx 2 \cdot \frac{43 - 3}{80 \cdot 80 \cdot 16}$$

$$I \approx 8 \cdot 10^{-4} \text{ A ou } 0,8 \text{ mA}$$

Cette valeur étant connue, vous allez pouvoir aborder maintenant le calcul des résistances R2 et R3 de ce générateur de courant. Leur valeur se monte à :

$$R2 \# \frac{0,2}{I}$$

$$R2 \# \frac{0,2}{0,8 \cdot 10^{-3}}$$

$$R2 \# 250 \Omega$$

$$R3 \# \frac{V_{cc} - 1}{I}$$

$$R3 \# \frac{43 - 1}{0,8 \cdot 10^{-3}}$$

$$R3 \# 5,2 \cdot 10^4 \Omega \text{ ou } 52 \text{ k}\Omega$$

Ces deux valeurs n'étant pas normalisées, vous allez opter pour les valeurs inférieures les plus proches, soit 220 Ω pour R2 et 47 k Ω pour R3.

Au tour maintenant des 2 résistances Rb de polarisation. Leur valeur est égale à :

$$Rb \# \frac{\beta_{[T3]} \cdot (V_{cc} - 1)}{4 \cdot I}$$

$$Rb \# \frac{80 \cdot (43 - 1)}{4 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}$$

$$Rb \# 1,05 \cdot 10^6 \Omega \text{ ou } 1,05 \text{ M}\Omega$$

Cette valeur étant très proche de la valeur normalisée de 1 mégohm, c'est vers cette dernière que doivent porter vos suffrages.

Remarque : *Un rapide calcul montre que le seuil fatidique de $500 \cdot V_{cc}$ est très loin d'être atteint. Dans ces conditions, le courant d'entrée est extrêmement faible et ne peut perturber en aucune manière le (ou les...) circuits logiques de commande.*

Reste pour finir à calculer la puissance thermique que chaque transistor de sortie doit pouvoir évacuer sans dommage (n'oubliez pas le facteur 2 dû au doublement du courant...) :

$$P_{\max} \# 2 \cdot \frac{0,4 (V_{cc} - 3)}{R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\max} \# 2 \cdot \frac{0,4 (53 - 3)}{25}$$

$$P_{\max} \# 1,6 \text{ W (efficaces)}$$

24 Dans quel ordre faut-il effectuer les calculs ?

Et si l'on récapitulait un peu tous les calculs qu'il faut effectuer sur un amplificateur numérique complet avec son étage symétrique, son générateur de courant et ses protections diverses comme sur la figure 24, qu'en penseriez-vous ?... Vous êtes pour ?... Alors on y va !

Vous pouvez relever vos manches car il n'y a pas moins de 21 composants dont il faut déterminer les caractéristiques. Pas un de plus, pas un de moins !...

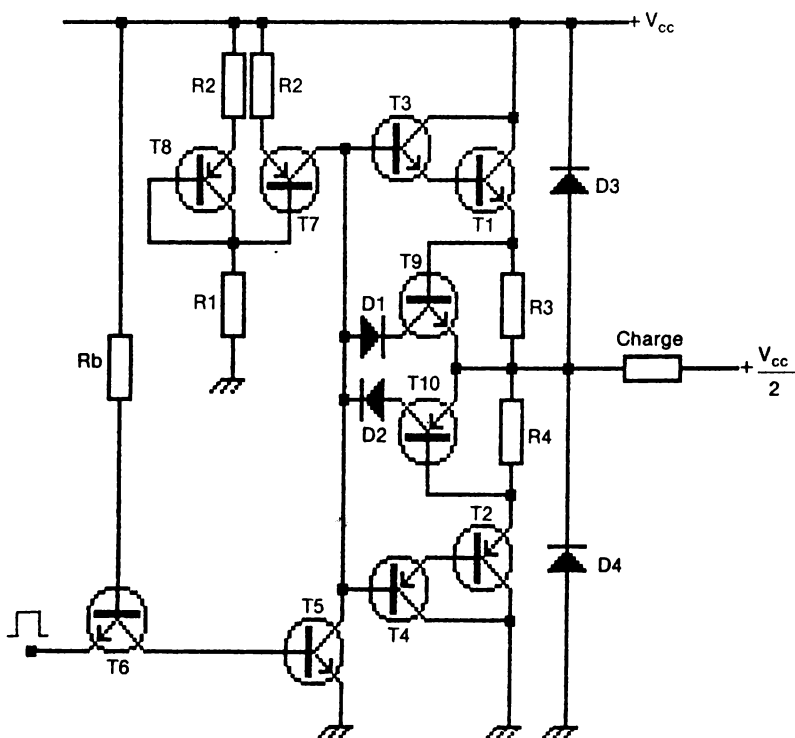


Fig. 24 : Schéma complet d'un amplificateur numérique équipé d'un générateur de courant et des diverses protections de l'étage de sortie.

Le premier point par lequel vous allez débiter concerne la charge et sa relation avec la tension d'alimentation et la puissance de sortie. Généralement, il s'agit de déterminer la tension d'alimentation qui permette à un amplificateur de délivrer une puissance X dans une charge Y. La formule à employer est extraite du chapitre 21 :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Remarque : Vous noterez la baisse de la puissance de sortie ($V_{cc} - 4$ au lieu de $V_{cc} - 3$) qui découle de la présence du circuit de protection dans le circuit d'émetteur des transistors de sortie.

Ce point étant acquis, il vous faut maintenant déterminer le courant que doit pouvoir véhiculer sans coup frémir les transistors de sortie. Ce courant maximal est égal à :

$$I_{\text{max}} \# \frac{V_{cc} - 4}{2 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en ampères})$$

Puisque l'on est dans l'étage de sortie, restons-y et calculons la valeur des résistances R3, R4 du circuit de protection. La formule à employer est extraite du chapitre 21 :

$$R3 = R4 \# \frac{R_{\text{charge}}}{(V_{cc} - 4)} \quad (\text{en ohms})$$

Quittons le circuit de sortie pour celui du générateur de courant. Le courant qu'il doit pouvoir fournir s'obtient à l'aide de la formule du chapitre 23 (légèrement modifiée pour tenir compte du circuit de protection...) :

$$I \# \frac{V_{cc} - 4}{\beta_{[T1, T2]} \cdot \beta_{[T3, T4]} \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en ampères})$$

Connaissant cette valeur, vous allez pouvoir déterminer dans la foulée la valeur des résisteurs R2 et R1 à l'aide des formules du chapitre 20 :

$R2 \# \frac{0,2}{I} \quad (\text{en ohms})$
$R1 \# \frac{V_{cc} - 1}{I} \quad (\text{en ohms})$

Le générateur de courant étant désormais sans secret pour vous, vous allez maintenant aborder le calcul du résistor Rb de polarisation. Dans le cas présent, sa valeur s'obtient grâce à la formule du chapitre 23 :

$Rb \# \frac{\beta_{[T5]} \cdot (V_{cc} - 1)}{4 \cdot I} \quad (\text{en ohms})$
--

Pour le reste, vous choisirez des transistors de moyenne puissance pour T3, T4, T9 et T10, des modèles de faible puissance pour T5, T6, T7 et T8. Quant aux diodes, vous les choisirez, de préférence rapides (selon votre application...) de faible puissance pour D1 et D2 et de moyenne puissance pour D3 et D4.

Exercice d'application

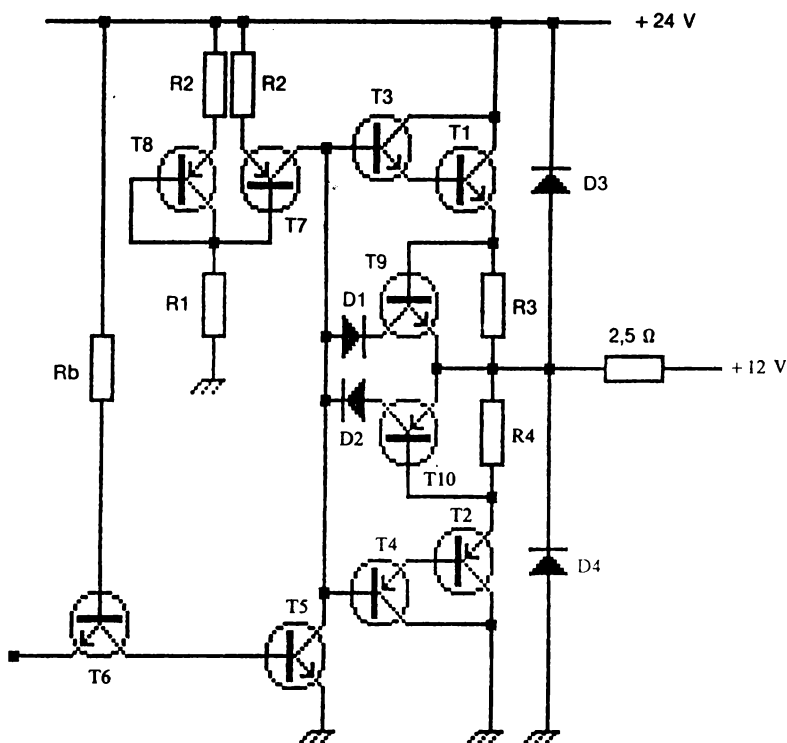
Déterminez les caractéristiques de l'amplificateur suivant, sachant qu'il doit pouvoir commander une charge de 2,5 ohms. Vous considérerez que tous les transistors employés ont un gain en courant moyen de 50.

La tension d'alimentation étant de 24 volts et la charge de 2,5 ohms, vous allez débiter par le calcul de la puissance de sortie. Celle-ci se monte à :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(24 - 4)^2}{4 \cdot 2,5}$$

$$P_{\text{sortie}} \# 40 \text{ W (efficaces)}$$



Pour mémoire, vous pourriez obtenir une puissance 4 fois plus élevée, soit 160 watts efficaces avec un montage en pont. Impressionnant, n'est-ce pas ?

La puissance de sortie étant connue, vous allez maintenant vous préoccuper des caractéristiques des transistors de sortie. Ceux-ci doivent pouvoir supporter un courant de :

$$I_{\max} \# \frac{V_{cc} - 4}{2 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$I_{\max} \# \frac{24 - 4}{2 \cdot 2,5}$$

$$I_{\max} \# 4 \text{ A}$$

Vous vous orienterez donc vers des paires complémentaires supportant de 5 à 6 ampères du genre 2N3055-2N2955 ou équivalent. Quant à la puissance thermique qu'ils vont dégager en fonctionnement normal (et non en cas de court-circuit de la charge...), celle-ci se monte à :

$$P_{\max} \# \frac{0,4 \cdot (V_{cc} - 3)}{R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\max} \# \frac{0,4 \cdot (24 - 3)}{2,5}$$

$$P_{\max} \# 4,4 \text{ W (efficaces)}$$

Cette puissance étant loin d'être négligeable, il vous faudra équiper en conséquence les transistors de sortie de radiateurs thermiques.

Ceci fait, vous allez maintenant calculer la valeur des deux résisteurs R3, R4 du circuit de protection. Leur valeur est égale à :

$$R3 = R4 \# \frac{R_{\text{charge}}}{V_{cc} - 4}$$

$$R3 = R4 \# \frac{2,5}{24 - 4}$$

$$R3 = R4 \# 0,12 \Omega$$

Ne soyez pas surpris de trouver une valeur aussi faible pour ce type de résistor, c'est tout à fait normal !... Pour information, sachez que cette valeur peut être comprise entre 0,1 ohm et 1,5 ohm. Quant à la puissance de ce résistor, il est préférable de la choisir entre 2 et 3 watts.

Après cela, passons au calcul du générateur de courant et, plus précisément, à celui du courant qu'il doit débiter. Ce courant s'établit à :

$$I \# \frac{V_{cc}}{\beta_{[T1, T2]} \cdot \beta_{[T3, T4]} \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$I \# \frac{24 - 4}{50 \cdot 50 \cdot 2,5}$$

$$I \# 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 3,2 \text{ mA}$$

Maintenant que vous connaissez cette intensité, il est très facile d'obtenir la valeur des trois résistors qui constituent ce générateur. Pour les deux résistors R2, leur valeur est égale à :

$$R2 \# \frac{0,2}{I}$$

$$R2 \# \frac{0,2}{3,2 \cdot 10^{-3}}$$

$$R2 \# 63 \Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous choisirez de préférence la valeur de 56 ohms qui lui est immédiatement inférieure. Comme conséquence, cela a pour effet d'accroître légèrement le courant que délivre le générateur (ce qui ne peut que plaire aux transistors de sortie...).

Au tour du résistor R1 maintenant !... Sa valeur s'établit aux alentours de :

$$R1 \approx \frac{V_{cc} - 1}{I}$$

$$R1 \approx \frac{24 - 1}{3,2 \cdot 10^{-3}}$$

$$R1 \approx 7,2 \cdot 10^{-3} \Omega \text{ ou } 7,2 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, vous allez procéder comme précédemment, c'est-à-dire que vous allez choisir la valeur qui lui est immédiatement inférieure, soit 6,8 kilohms.

Reste pour terminer cette longue suite de calculs à établir la valeur du résistor Rb d'entrée. Etant donné le faible courant que doit délivrer le générateur de courant, il y a de fortes chances pour que la valeur obtenue soit élevée :

$$Rb \approx \frac{\beta_{ITS}(V_{cc} - 1)}{4 \cdot I}$$

$$Rb \approx \frac{50(24 - 1)}{4 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}}$$

$$Rb \approx 90 \cdot 10^3 \Omega \text{ ou } 90 \text{ k}\Omega$$

Encore une fois, vous allez opter pour la valeur normalisée inférieure la plus proche, soit 82 kilohms.

3^e partie

Dépannage des amplificateurs de puissance

Si de nos jours la construction d'un amplificateur de puissance ne s'impose plus (on en trouve d'excellents à des prix raisonnables...), il est par contre un domaine où l'amateur se complait et (parfois...) excèle, c'est celui du dépannage des dits amplificateurs de puissance. Toutefois, ce dépannage peut parfois prendre l'allure d'une enquête policière lorsque l'amateur que vous êtes ne dispose d'aucun schéma (c'est généralement le cas...) et lorsque, de surcroît, les références des transistors employés (quand elles sont lisibles...) ne figurent sur aucune liste d'équivalences. C'est donc pour faciliter votre travail de recherche que cette troisième partie a été écrite. Vous y découvrirez comment...

25. définir un composant par ses spécifications minimales,
26. retrouver les spécifications minimales d'un transistor en panne,
27. dépanner l'étage d'entrée d'un amplificateur analogique,
28. déterminer les caractéristiques d'un générateur de courant,
29. retrouver les caractéristiques d'un transistor polarisé par pont diviseur,
30. remplacer le transistor de polarisation d'un étage de sortie,
31. dépanner l'étage de sortie d'un amplificateur analogique,
32. dépanner l'étage de sortie d'un amplificateur numérique,
33. ajouter un circuit de protection à un étage symétrique,
34. gonfler la puissance de sortie d'un amplificateur,
35. déterminer la puissance de sortie d'un amplificateur,
36. évaluer la sensibilité et le gain en tension d'un amplificateur.

25

Quelles sont les spécifications minimales qui suffisent à définir un composant ?

Avant de chercher à déterminer par le calcul les spécifications minimales d'un composant détruit (ce peut être un transistor, une diode, un redresseur, un résistor ou un condensateur...), il y aurait lieu de se pencher quelque peu sur ce que l'on entend par « spécifications minimales ».

Ce terme un peu barbare recouvre l'ensemble des valeurs (généralement limites...) des grandeurs physiques que peut supporter un composant électronique et qui personnalisent sans équivoque possible ce composant parmi des milliers d'autres.

S'il s'agit d'un *transistor*, ses spécifications minimales ont pour noms :

TRANSISTOR	Spécifications minimales
	• Tension maximale collecteur-base • Courant maximal de collecteur • Puissance maximale • Gain en courant • Polarité (npn, pnp) • Domaine d'emploi (audio, vidéo, etc...)

S'il s'agit d'un *redresseur* ou d'une *diode*, leurs spécifications minimales sont moins nombreuses. Il s'agit de :

REDRESSEUR ou DIODE	Spécifications minimales
	• Tension inverse maximale • Courant direct maximal • Domaine d'emploi (redressement, commutation)

Une *diode zener*, par contre, requiert d'autres spécifications que celles des diodes normales. Il s'agit en l'occurrence de :

ZENER	Spécifications minimales
	• Tension de zener • Puissance maximale

En ce qui concerne les résisteurs, leurs spécifications minimales sont plus nombreuses qu'on ne pourrait le penser. La preuve en est la liste que voici :

RESISTEUR	Spécifications minimales
	• Résistance • Puissance maximale • Tolérance (10 %, 5 % ou moins...)

Après les résisteurs fixes, au tour maintenant des *résisteurs ajustables* et des *potentiomètres*. Pour ces derniers, les spécifications minimales se nomment :

AJUSTABLE ou POTENTIOMETRE	Spécifications minimales
	• Résistance • Puissance maximale • Loi de variation (linéaire ou logarithmique)

Quant aux *condensateurs*, qu'ils soient de type céramique, polyester métallisé, tantale, électrochimique ou autre, leurs spécifications minimales se résument à :

CONDENSATEUR	Spécifications minimales
	• Capacité • Tension d'isolement

Ceci étant, vous êtes à même d'identifier (par le calcul de ses spécifications minimales...) le composant en panne que vous venez de dessouder et qui, comme il se doit, est dénué de toute inscription facilement déchiffrable (sinon, cela serait trop simple...).

26

Comment rechercher les spécifications minimales d'un transistor en panne ?

Cela peut sembler être une gageure que de vouloir chercher à retrouver par le calcul les spécifications minimales d'un transistor non identifiable, qui de surcroît est détruit et pourtant, cela se fait couramment.

La méthode opératoire est fort simple !... Puisque l'on ne dispose pas du schéma (sinon, tous ces calculs seraient sans objet...), il vous faut débiter par la relève du schéma de l'étage qui employait le transistor ayant rendu l'âme. Comment opère-t-on pour cela ?... Mais en s'armant d'un crayon et d'une gomme (et de beaucoup de patience...) et en regardant le circuit imprimé en alternance, tantôt du côté composants, tantôt du côté cuivre, de façon à noter la nature et la valeur des composants de cet étage, ainsi que les liaisons qui les raccordent les uns aux autres.

On aboutit alors à un schéma qui semble (lui aussi...) indéchiffrable à la première lecture mais qui, après remise en ordre, ressemble généralement à quelque chose de connu.

Remarque : *Quel que puisse être l'allure du schéma auquel vous allez aboutir, prenez l'habitude de placer la ligne positive d'alimentation dans le haut de celui-ci et la ligne de masse vers le bas. Cela facilitera la lecture.*

Supposons donc qu'après relève du schéma de l'étage en panne, vous aboutissiez à ceci :

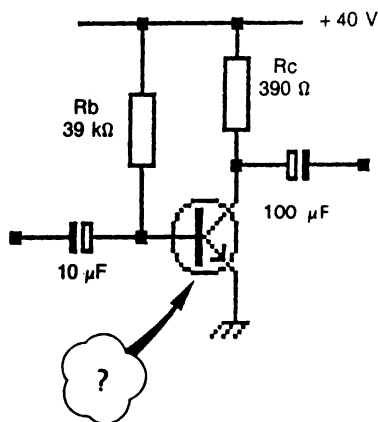


Fig. 26 : Schéma d'un montage en panne relevé à partir du circuit imprimé.

Que peut-on dire de ce schéma et du transistor qu'il emploie ?... Tout d'abord qu'il s'agit d'un étage préamplificateur, étant donné les valeurs assez élevées des résistances. De surcroît, la présence de condensateurs d'entrée et de sortie laisse à penser que ce montage s'insère dans une chaîne d'amplification, ce qui confirme bien son rôle de préamplificateur.

Tiens, au fait, possédez-vous un voltmètre ?... Non ?... Alors, courez vite en emprunter un à un voisin sans quoi vous ne saurez jamais à combien se monte la tension d'alimentation du montage, ni si celle-ci est positive ou négative par rapport à la masse.

Dans le cas présent, elle est positive et égale à 40 volts. Cela sous-entend donc que le transistor était un modèle npn et qu'il était monté en émetteur commun. De surcroît, cela sous-entend également qu'il était capable de supporter une tension collecteur-base maximale d'au moins 40 volts.

Ceci étant, vous allez maintenant rechercher la valeur maximale du courant de collecteur qu'aurait dû pouvoir supporter le défunt transistor. Ce courant maximal se monte à :

$$I_{\max} \approx \frac{V_{cc}}{R_c} \quad (\text{en ampères})$$

Remarque : *Vous noterez que cette valeur maximale du courant de collecteur s'obtient en considérant le transistor comme étant saturé.*

Dans le cas présent, l'intensité maximale de ce courant est de :

$$I_{\max} \approx \frac{V_{cc}}{R_c}$$

$$I_{\max} \approx \frac{40}{390}$$

$$I_{\max} \approx 10^{-1} \text{ A ou } 100 \text{ mA}$$

Au tour maintenant de la puissance maximale que va devoir évacuer sans encombre le transistor de remplacement. Celle-ci est égale à :

$$P_{\max} \approx \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_c} \quad (\text{en watts efficaces})$$

... ce qui, dans l'exemple qui est le nôtre, correspond à une puissance de :

$$P_{\max} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_c}$$

$$P_{\max} \# \frac{40 \cdot 40}{4 \cdot 390}$$

$$P_{\max} \# 1 \text{ W (efficace)}$$

Reste pour finir à retrouver le gain en courant que possédait le transistor. Or, étant donné le montage qui nous sert d'exemple, celui-ci se monte à (en supposant la tension de collecteur du transistor égale à la moitié de la tension d'alimentation, ce qui est fort probable...) :

$$\beta \# \frac{R_b}{2 \cdot R_c}$$

Remarque : Cette formule n'est vraie qu'avec le montage de la figure 26.1. Avec un autre montage, il vous faut employer une autre formule.

Dans l'exemple qui nous concerne, le gain en courant du transistor se montait à :

$$\beta \# \frac{R_b}{2 \cdot R_c}$$

$$\beta \# \frac{39 \cdot 10^3}{2 \cdot 390}$$

$$\beta \# 50$$

En résumé, le transistor de remplacement doit posséder les spécifications minimales suivantes :

Tension maximale collecteur-base : > 40 V

Courant maximal de collecteur : > 100 mA

Puissance maximale : > 1 W

Gain en courant : 50

Polarité : npn

Domaine d'emploi : le même que celui de l'amplificateur

Autant dire qu'un transistor npn de moyenne puissance fera l'affaire, à la condition, toutefois, que son gain en courant soit voisin de 50.

Or, c'est cette dernière condition qui est la plus difficile à respecter car, même si un transistor est annoncé comme possédant un gain en courant de 50, il ne s'agit que d'un gain en courant moyen mesuré à partir d'un grand nombre

d'échantillons. Dans ces conditions, vous pouvez très bien vous retrouver avec un modèle présentant un gain en courant de 40 comme de 60.

Quelles vont en être les conséquences sur le fonctionnement du montage ?... Elles sont fort simples !... Vous allez vous retrouver avec une tension de collecteur trop basse (si le gain est trop fort...) ou trop élevée (si le gain est trop faible...) par rapport à la valeur moitié de la tension d'alimentation.

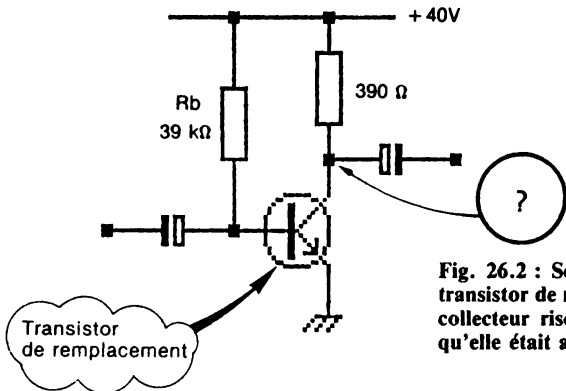


Fig. 26.2 : Selon le gain en courant du transistor de remplacement, la tension de collecteur risque d'être différente de ce qu'elle était auparavant.

Qu'à cela ne tienne !... Il vous suffit de mesurer la tension de collecteur que vous obtenez avec le nouveau transistor et de recalculer la valeur du résisteur Rb à l'aide de la formule :

$$Rb' \neq Rb \left(\frac{V_{cc} - V_{ce}}{\frac{V_{cc}}{2}} \right) \quad (\text{en ohms})$$

Ainsi dans l'exemple qui nous occupe, une tension de collecteur de +28 volts est ramenée à +20 volts $\left(\frac{V_{cc}}{2} \right)$ grâce à un résisteur de :

$$Rb' \neq Rb \left(\frac{V_{cc} - V_{ce}}{\frac{V_{cc}}{2}} \right)$$

$$Rb' \neq 39 \cdot 10^3 \cdot \frac{(40 - 28)}{20}$$

$$Rb' \neq 23,4 \cdot 10^3 \, \Omega \text{ ou } 23,4 \, \text{k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, un résisteur de 22 kilohms fera aussi bien l'affaire.

27

Si la méthode qui vous permet de localiser un composant en panne est la même quel que soit le montage analysé, il en est tout autrement en ce qui concerne les calculs que vous devez effectuer pour lui trouver un remplaçant, ceux-ci étant différents d'un montage à l'autre.

Dans le cas de l'étage d'entrée d'un amplificateur analogique, le seul composant susceptible d'être détérioré en est le transistor T5 (voir figure 27.1). Sa destruction peut d'ailleurs provenir d'une tension d'entrée trop élevée, ce qui en général volatilise sa jonction base-émetteur et l'empêche de conduire à tout jamais.

Diagnostic : *Un transistor d'entrée « grillé » se reconnaît généralement au fait que sa tension de base est très nettement supérieure à 0,6 volt.*

Si l'on se reporte au schéma de la figure 27.1 qui reproduit une des nombreuses variantes d'un amplificateur analogique (celle-ci étant l'une des plus simples...),

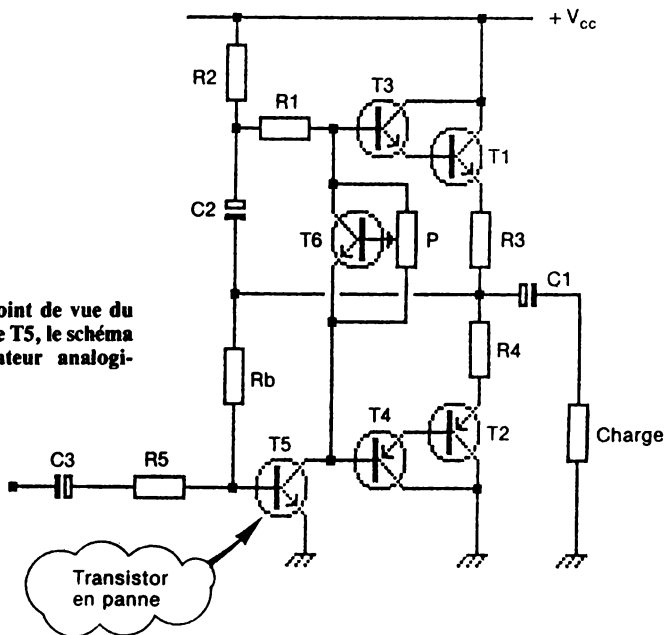


Fig. 27.1 : Du point de vue du transistor d'entrée T5, le schéma de cet amplificateur analogique...

on constate qu'il n'est pas forcément évident de prime abord de saisir toutes les inter-relations pouvant exister entre les différents composants du montage. Mais, est-ce bien nécessaire ?

A cette question, la réponse est heureusement non, ce qui revient à dire que nous n'avons pas à examiner la totalité du schéma pour déterminer les caractéristiques que possédait le défunt transistor T5. Bien au contraire, nous allons simplifier allègrement le schéma au point qu'il va ressembler à ceci :

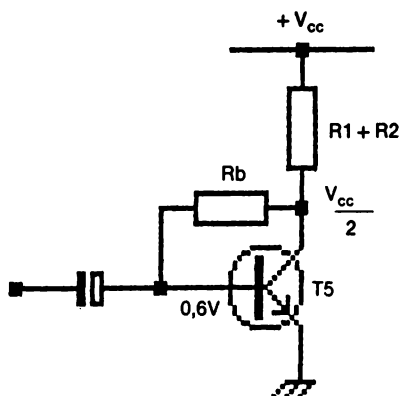


Fig. 27.2 : ... se résume à ceci !

Cette simplification accomplie, le calcul des différents paramètres du transistor T5 en est facilité, la preuve en est les deux formules de détermination du courant maximal et de la puissance thermique maximale que son successeur va devoir supporter :

$I_{\max} \# \frac{V_{cc}}{R1 + R2}$	(en ampères)
$P_{\max} \# \frac{V_{cc}^2}{4(R1 + R2)}$	(en watts efficaces)

Remarque : *Par curiosité, comparez donc ces deux formules avec celles du chapitre précédent. Quelles différences constatez-vous ?*

Quant au calcul du gain en courant que possédait le transistor, on ne peut pas dire qu'il soit exténuant à effectuer :

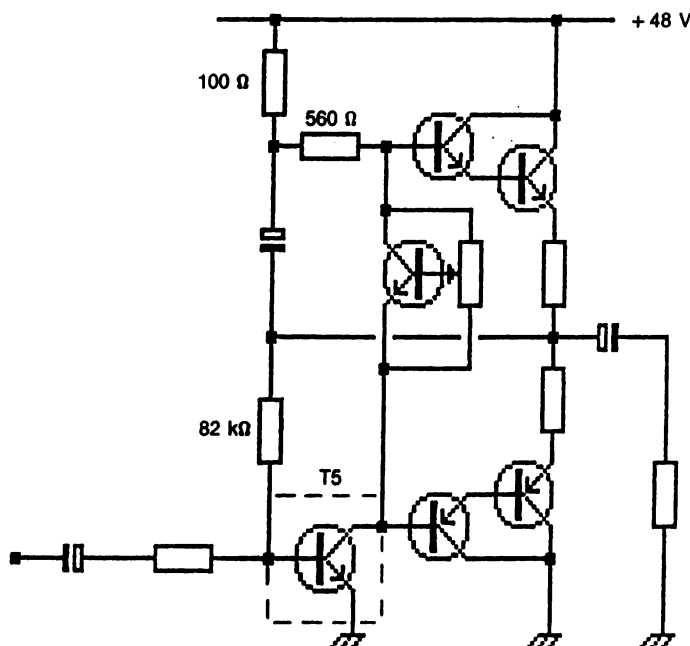
$$\beta = \frac{R_b}{R_1 + R_2}$$

Reste pour finir à établir la formule qui permet de recalculer la nouvelle valeur du résistor R_b selon que la tension de collecteur du nouveau transistor est plus élevée ou plus basse que ce qu'elle devrait être, c'est-à-dire égale à la moitié de la tension d'alimentation :

$$R_b' = R_b \cdot \frac{V_{cc} - V_{ce}}{\frac{V_{ce}}{2}} \quad (\text{en ohms})$$

Exercice d'application

Déterminez les caractéristiques du transistor d'entrée T5 de l'amplificateur de puissance suivant :



Comme vous pouvez le constater sur le schéma qui vous est fourni, seules les valeurs des composants servant à la détermination des caractéristiques du transistor d'entrée T5 vous sont indiquées. Il s'agit de la tension d'alimentation du montage (+ 48 V), des résisteurs R1 et R2 de charge de collecteur de ce transistor (560 ohms pour R1 et 100 ohms pour R2), ainsi que du résistor Rb de polarisation de la base (82 kilohms).

Vous allez débiter par le calcul du courant maximal de collecteur de ce transistor. Sa valeur est de :

$$I_{\max} \# \frac{V_{cc}}{R1 + R2}$$

$$I_{\max} \# \frac{48}{560 + 100}$$

$$I_{\max} \# 72 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 72 \text{ mA}$$

Avant de tirer la moindre conclusion sur cette première valeur, vous allez calculer la puissance thermique maximale que doit dissiper le transistor T5. Cette puissance se monte à :

$$P_{\max} \# \frac{V_{cc}^2}{4(R1 + R2)}$$

$$P_{\max} \# \frac{48 \cdot 48}{4(560 + 100)}$$

$$P_{\max} \# 870 \cdot 10^{-3} \text{ W ou } 870 \text{ mW (efficaces)}$$

Ceci étant, vous êtes à même de conclure que le transistor T5 est (ou plutôt était...) un modèle de moyenne puissance capable de supporter au moins une puissance de 1 watt et un courant de 100 milliampères.

Voyons maintenant ce qu'il en est du gain en courant de ce transistor. Ce gain s'établit à :

$$\beta \# \frac{Rb}{R1 + R2}$$

$$\beta \# \frac{82 \cdot 10^3}{560 + 100}$$

$$\beta \# 125$$

Il ne vous reste plus qu'à fouiller dans les listes d'équivalence pour trouver un transistor de moyenne puissance de type 50 volts, 1 watt, 100 milliampères et de gain en courant égal à 125.

Et si le modèle de remplacement ne possède qu'un gain en courant de 100, que fait-on ?... On remplace tout simplement le résistor de base de 82 kilohms par un autre de valeur égale à :

$$R_{b'} \approx R_b \cdot \frac{\beta'}{\beta}$$

$$R_{b'} \approx 82 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{125}$$

$$R_{b'} \approx 66 \cdot 10^3 \, \Omega \text{ ou } 66 \, k\Omega$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, c'est vers un résistor de 68 kilohms que vous devez orienter votre choix.

28 Comment déterminer les caractéristiques d'un générateur de courant ?

Comme vous l'avez peut-être découvert au chapitre 20, il vous est tout à fait possible de remplacer les résisteurs de charge R_1 et R_2 d'un étage d'attaque d'amplificateur numérique par un générateur de courant, ce dernier assurant la limitation du courant de collecteur traversant le transistor (voir figure 28.1) :

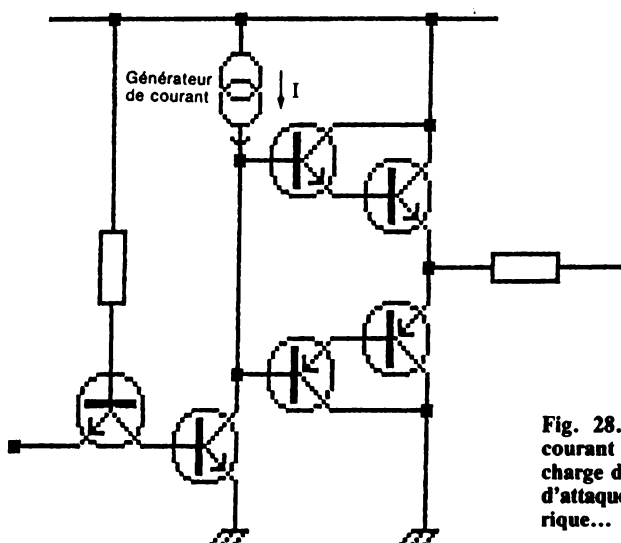
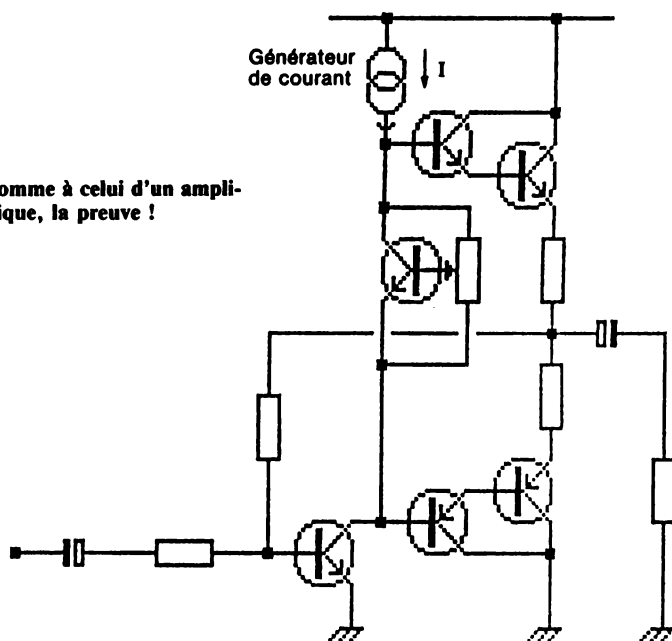


Fig. 28.1 : Un générateur de courant peut très bien servir de charge de collecteur à un étage d'attaque d'amplificateur numérique...

Maintenant, n'allez pas croire qu'une telle substitution (fort avantageuse d'ailleurs...) ne peut se faire que sur un amplificateur numérique. Elle est tout aussi possible sur un amplificateur analogique, comme le montre le schéma de la figure 28.2 :

Remarque : Le générateur de courant possédant une résistance interne infinie remplace (encore une fois fort avantageusement...) la rétro-action de type « bootstrap » qu'il fallait appliquer sur la charge de collecteur pour en accroître l'impédance. C'est ce qui explique la disparition du condensateur C2 sur la figure 28.2.

Fig. 28.2 : ... comme à celui d'un amplificateur analogique, la preuve !



Imaginez maintenant que ce générateur de courant tombe en panne et, s'agissant du schéma de la figure 28.3, qu'il vous faille retrouver les caractéristiques des deux transistors (plus ou moins appairés...) qui le constituent. Comment allez-vous opérer ?

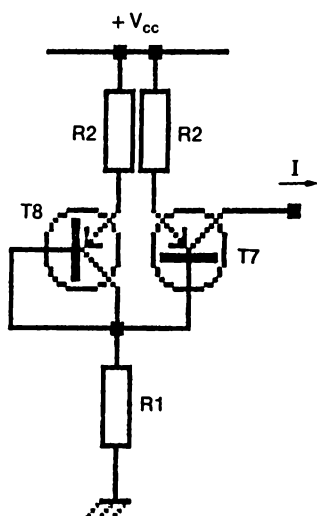


Fig. 28.3 : Déterminer les caractéristiques des transistors du générateur de courant n'est pas chose aisée.

Vous allez commencer par le calcul de l'intensité du courant que pouvait débiter le générateur de courant dans sa prime jeunesse. Cette intensité se monte à :

$$I \approx \frac{V_{cc} - 1}{R1} \quad (\text{en ampères})$$

Ceci fait, vous allez devoir calculer la puissance thermique que devait dissiper le transistor T7 lorsque son potentiel de collecteur chutait aux alentours de zéro volt (transistor d'attaque saturé...) :

$$P_{\max} \approx V_{cc} \cdot I \quad (\text{en watts efficaces})$$

Reste pour finir à déterminer le gain en courant que possédait le transistor T7 (ou T8 puisqu'ils sont censés être identiques...). Or, c'est précisément là que réside toute la difficulté car, de par le montage du transistor T8 en diode, les circuits de base et de collecteur sont intimement mélangés.

Il existe heureusement un remède à ces maux, à la condition toutefois que le transistor T8 ne soit pas décédé lui aussi. Cette solution consiste à insérer provisoirement (le temps d'une mesure...) un résistor de valeur égal à $100 \cdot R1$ entre la base et le collecteur de T8 (voir figure 28.4...) et à mesurer la tension de collecteur ainsi obtenue.

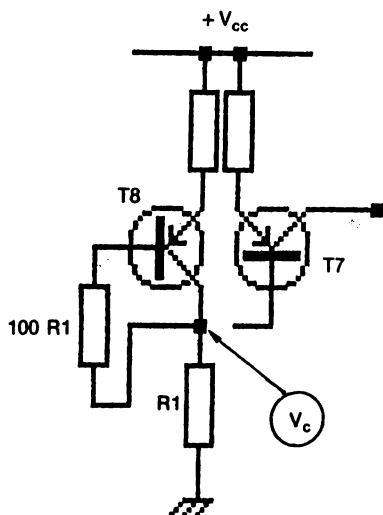


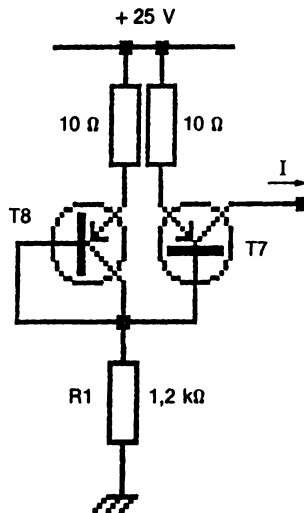
Fig. 28.4 : Pour obtenir le gain en courant du transistor T8, il vous faut insérer un résistor égal à $100 \cdot R1$ entre base et collecteur et mesurer la tension de collecteur.

Le gain en courant s'obtient alors à l'aide de la formule :

$$\beta \approx 100 \cdot \frac{V_{cc} - V_c}{V_c}$$

Exercice d'application

Déterminez les caractéristiques des transistors du générateur de courant suivant :



Pour débiter, vous allez calculer l'intensité du courant I que délivre le générateur de courant. Celui-ci est égal à :

$$I \approx \frac{V_{cc} - 1}{R1}$$

$$I \approx \frac{25 - 1}{1,2 \cdot 10^3}$$

$$I \approx 2 \cdot 10^{-2} \text{ A ou } 20 \text{ mA}$$

Cette intensité étant connue, vous allez vous en servir pour déterminer la puissance thermique maximale que doit pouvoir supporter le transistor T7 :

$$P_{\max} \neq V_{cc} \cdot I$$

$$P_{\max} \neq 25 \cdot 20 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\max} \neq 0,5 \text{ W ou } 500 \text{ mW (efficaces)}$$

Ceci étant, il vous reste à déterminer le gain en courant des deux transistors. Pour ce faire, vous allez insérer un résistor de 120 kilohms ($100 \cdot R1$) entre la base et le collecteur du transistor T8 et sortir votre voltmètre pour mesurer la tension de collecteur ainsi obtenue.

En supposant que vous mesuriez sur le collecteur de T8 une tension de 16 volts, le gain en courant de ce transistor est égal à :

$$\beta \neq 100 \cdot \frac{V_{cc} - V_c}{V_c}$$

$$\beta \neq 100 \cdot \frac{25 - 16}{16}$$

$$\beta \neq 50$$

Important : *Il importe lors de la mesure, de déconnecter la base du transistor T7 (qui généralement est détruit...) de façon à ne pas perturber la mesure.*

29

Comment retrouver les caractéristiques d'un transistor polarisé par pont diviseur ?

Puisque nous sommes dans les générateurs de courant, restons-y !... Le schéma du générateur de courant qui vous a été présenté dans le chapitre précédent n'est pas le seul que l'on puisse concevoir, la preuve en est celui de la figure 29 qui, extrait de **1300 SCHEMAS**, correspond à un modèle fréquemment rencontré sur les amplificateurs analogiques de conception ancienne.

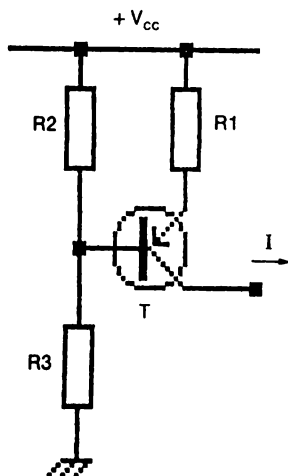


Fig. 29 : Un transistor polarisé par un pont diviseur constitue également un générateur de courant.

Toutefois, si un tel schéma est très proche (du point de vue fonctionnement...) de celui du chapitre précédent, il n'en est pas de même en ce qui concerne les calculs de détermination du courant constant I de sortie et du gain en courant β du transistor qui eux, sont extrêmement plus complexes.

Vous en doutez ?... Essayez donc d'établir la formule qui détermine l'intensité du courant I en fonction des éléments du montage. Normalement, vous devriez aboutir à ceci après moults manipulations (et quelques simplifications...) :

$$I \approx \frac{\frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_2 + R_3} - 0,6}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{\beta(R_2 + R_3)}}$$

Beurk, beurk, beurk !... De quoi vous dégoûter à tout jamais de l'électronique, n'est-ce pas ?... D'autant plus que si vous analysez tant soit peu cette formule, vous allez constater que le calcul du courant de sortie dépend (ou tout du moins semble dépendre...) d'un paramètre inconnu, à savoir le gain en courant du défunt transistor.

Il en serait d'ailleurs de même si vous cherchiez à déterminer le gain en courant du transistor à partir des éléments constitutifs du montage. Vous découvririez que celui-ci dépend à son tour de la connaissance du courant I de sortie. Bref, on tourne en rond !

Pour tenter de sortir de cette impasse, il va falloir émettre une hypothèse (pas trop hardie tout de même...), hypothèse qui consiste à considérer que la chute de tension aux bornes du résistor $R1$ d'émetteur reste toujours inférieure à 1 volt. Or, ceci paraît être tout à fait raisonnable dans le cas d'un générateur de courant où l'on cherche, précisément, à minimiser sa chute interne de tension.

Dans ces conditions, il devient possible de négliger certains termes de la formule précédente (notamment celui comportant le gain en courant β ...) sans pour autant perdre en précision sur le résultat (à ± 20 % près tout de même...). On aboutit alors à la formule simplifiée suivante :

$$I \approx \frac{V_{cc} \cdot R2}{R2 + R3} \cdot \frac{1}{R1} - 0,7 \quad \text{en (ampères)}$$

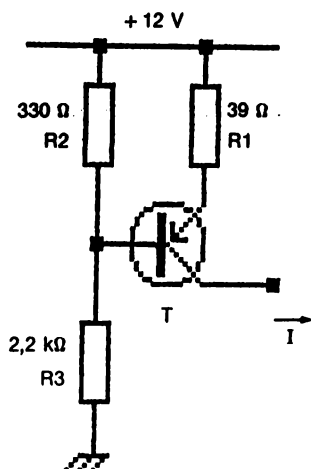
Connaissant le courant I de sortie, vous êtes à même de déterminer maintenant la puissance thermique maximale que devra supporter le transistor de remplacement. Celle-ci se monte à :

$$P_{\max} \approx V_{cc} \cdot I \quad (\text{en watts efficaces})$$

Quant au gain en courant du transistor de remplacement, vous pouvez choisir celui qui vous plaît. Pourquoi cela ?... Parce que la polarisation d'un transistor par pont diviseur et résistor d'émetteur permet d'obtenir un courant I de collecteur quasi-indépendant du gain en courant du transistor. Intéressant, n'est-ce pas !

Exercice d'application

Déterminez à partir des valeurs des composants du générateur de courant suivant, l'intensité I de sortie et la puissance maximale que doit pouvoir supporter le transistor de remplacement :



S'agissant d'un générateur de courant, vous allez pouvoir employer la formule simplifiée de détermination du courant I de sortie. Vous allez obtenir :

$$I \approx \frac{\frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_2 + R_3} - 0,7}{R_1}$$

$$I \approx \frac{\frac{12 \cdot 330}{330 + 2,2 \cdot 10^3} - 0,7}{39}$$

$$I \approx 22 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 22 \text{ mA}$$

En fait, la valeur exacte du courant I que vous obtenez en réalisant ce montage sur table est de 20 milliampères. L'erreur commise n'est donc que de 2 milliampères (22 – 20), ce qui correspond à une précision de l'ordre de 10 % tout à fait acceptable.

Cela étant, il vous reste à déterminer la puissance thermique maximale que doit pouvoir supporter le transistor de remplacement. Celle-ci s'établit à :

$$P_{\max} \approx V_{cc} \cdot I$$

$$P_{\max} \approx 12 \cdot 22 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\max} \approx 260 \cdot 10^{-3} \text{ W ou } 260 \text{ mW (efficaces)}$$

Le calcul du gain en courant étant inutile, vous allez orienter votre choix vers un transistor de 30 à 40 V de tension maximale, capable de supporter une puissance de 350/400 milliwatts (ce sera donc un modèle de moyenne puissance...),

avec un courant de 40/50 milliampères. Quant à son gain en courant, toute valeur entre 50 et 500 conviendra parfaitement.

Vous êtes curieux et vous souhaitez vérifier qu'on obtient le même courant de sortie avec un transistor de 50 de gain en courant qu'avec un autre de 500 ?... Qu'à cela ne tienne !... Il vous suffit d'appliquer la formule complète !

Pour un gain en courant de 50, vous allez obtenir...

$$I \approx \frac{\frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_2 + R_3} - 0,6}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{\beta(R_2 + R_3)}}$$

$$I \approx \frac{\frac{12 \cdot 330}{330 + 2200} - 0,6}{39 + \frac{330 \cdot 2200}{50(330 + 2200)}}$$

$$I \approx 20,6 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 20,6 \text{ mA}$$

... et pour un gain en courant de 500 :

$$I \approx \frac{\frac{12 \cdot 330}{330 + 2200} - 0,6}{39 + \frac{330 \cdot 2200}{500(330 + 2200)}}$$

$$I \approx 24,4 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 24,4 \text{ mA}$$

Comme vous pouvez le constater, la variation du courant de sortie ne dépasse guère 20 % pour une variation de 1000 % du gain en courant. Convaincu, maintenant ?

30

Comment remplacer le transistor de polarisation d'un étage de sortie ?

Il arrive parfois que la détérioration de l'étage de sortie entraîne celle du transistor de polarisation dudit étage, surtout si celle-ci a pour origine une trop forte demande de puissance (volume à fond ou court-circuit accidentel de la charge...). Or, cette panne, généralement indétectable de prime abord (la détérioration des transistors de sortie masquant son effet...) se décèle dès que ceux-ci ont été remplacés et ce, grâce à leur consommation au repos anormalement élevée (la jonction base-émetteur du transistor T6 étant alors coupée...) ou carrément nulle (le transistor T6 étant en court-circuit...).

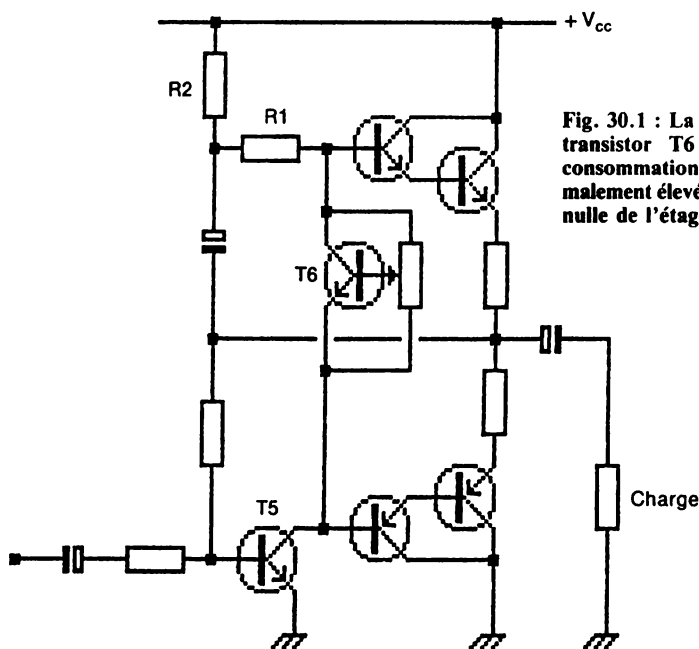


Fig. 30.1 : La destruction du transistor T6 entraîne une consommation au repos anormalement élevée ou carrément nulle de l'étage de sortie...

Cette constatation étant faite et le transistor T6 étant d'un modèle inconnu (ou tout du moins ne figurant sur aucune liste d'équivalences...), il ne nous reste plus qu'à en déterminer les caractéristiques de fonctionnement pour lui trouver un équivalent.

Si donc l'on débute par le calcul de l'intensité maximale du courant qui traverse ce transistor T6 (monté en diode à tension variable, rappelons-le...), on trouve que celle-ci est égale à :

$$I_{\max} \# \frac{V_{cc}}{R1 + R2} \quad (\text{en ampères})$$

Remarque : *Pour mémoire, il est rappelé que le transistor T6 maintient à ses bornes une tension constante et ce, malgré les variations importantes du courant de collecteur du transistor d'attaque T5 (sauf bien sûr quand ce courant est nul...).*

Avant d'aller plus avant dans le calcul de la puissance thermique maximale que doit pouvoir supporter (et dissiper...) le transistor T6, examinons ce à quoi correspond l'intensité maximale de son courant de collecteur dans le cas d'emploi d'un générateur de courant en tant que charge de collecteur du transistor d'attaque (voir figure 30.2) :

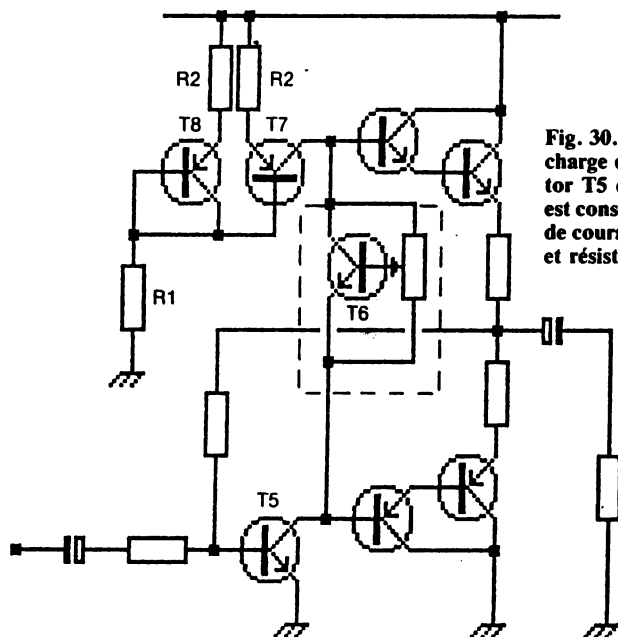


Fig. 30.2 : ... Quelle que soit la charge de collecteur du transistor T5 qui, dans ce schéma-ci, est constituée par un générateur de courant (transistors T7 et T8 et résisteurs R1 et R2).

Vous l'avez deviné !... Le courant maximal de collecteur du transistor T5 et donc par voie de conséquence celui du transistor T6 (c'est le même...), est égal au courant constant que délivre le générateur de courant. Dans le cas présent, ce courant a pour valeur :

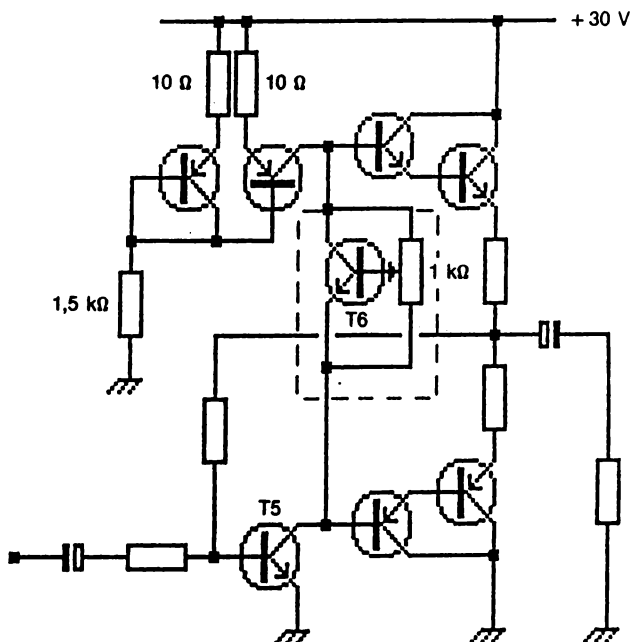
$$I_{\max} \approx \frac{V_{cc} - 1}{R1} \quad (\text{en ampères})$$

Ce courant étant connu dans les deux cas de figure, il vous faut maintenant rechercher à combien se monte la puissance thermique maximale que doit pouvoir supporter le transistor T6. Celle-ci a pour valeur :

$$P_{\max} \approx 3 \cdot I_{\max} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Quant au gain en courant de ce (pauvre...) transistor T6, sa valeur est strictement sans importance puisqu'il s'agit d'un transistor polarisé par un pont diviseur (lire à ce sujet le chapitre précédent...).

Exercice d'application



Compte tenu du schéma qui vous est fourni, déterminez les caractéristiques du transistor T6 pour lequel vous ne disposez d'aucun renseignement (ni schéma, ni inscription sur le boîtier...) afin de procéder à son remplacement.

Vous allez débiter votre recherche par le calcul du courant maximal qui traversait le transistor T6. Le schéma étant celui d'un amplificateur analogique utilisant un générateur de courant en tant que résistance de charge du circuit de collecteur du transistor d'attaque (T5 sur le schéma...), il s'en suit qu'il vous faut employer la seconde formule, à savoir :

$$I_{\max} \# \frac{V_{cc} - 1}{R1}$$

$$I_{\max} \# \frac{30 - 1}{1,5 \cdot 10^3}$$

$$I_{\max} \# 20 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 20 \text{ mA}$$

Ce point étant éclairci, vous allez maintenant pouvoir calculer la puissance maximale que devra pouvoir supporter le transistor T6 de remplacement. Cette puissance se monte à :

$$P_{\max} \# 3 \cdot I_{\max}$$

$$P_{\max} \# 3 \cdot 20 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\max} \# 60 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 60 \text{ mW (efficaces)}$$

Vous allez donc orienter votre choix vers un transistor npn de faible puissance capable de supporter une tension maximale de 40 volts, un courant maximal de 50 à 100 milliampères et une puissance maximale de l'ordre d'une centaine de milliwatts.

Le gain en courant de ce transistor ?... Prenez donc ce qui vous tombera sous la main. Toute valeur comprise entre 50 et 500 conviendra très bien. Il vous suffira alors de retoucher légèrement le réglage du potentiomètre P1 pour obtenir un courant de repos de l'étage final presque nul.

Si cela vous paraît surprenant, sachez que le montage du transistor T7 en diode à tension variable fonctionne comme un régulateur de courant. Il suffit donc que sa tension base-émetteur soit égale à 0,7 volt pour qu'il entre en action et produise une chute de tension à ses bornes telle que, ramenée au niveau de la base, celle-ci soit à nouveau égale à 0,7 volt.

Il s'en suit donc que la portion du haut du potentiomètre est traversée par deux courants, le courant de base du transistor et le courant du pont que constitue le potentiomètre. Si le concepteur a pris la précaution de faire en sorte que le courant du pont soit nettement plus élevé que le courant de base (le rapport est généralement de 5 à 10...), toute variation de ce dernier (par l'intermédiaire du gain en courant...) sera sans conséquence.

31 Comment dépanner l'étage de sortie d'un amplificateur analogique ?

La panne de l'étage de sortie est l'une des plus fréquente que vous êtes susceptible de rencontrer sur un amplificateur de puissance, puisque 90 % des pannes se produisent (malheureusement...) à cet endroit précis. Or, un étage de sortie symétrique ne comporte pas moins de 4 transistors, deux d'entre-eux étant des transistors de puissance et les deux autres constituant les darlington de commande, comme cela apparaît sur la figure 31 :

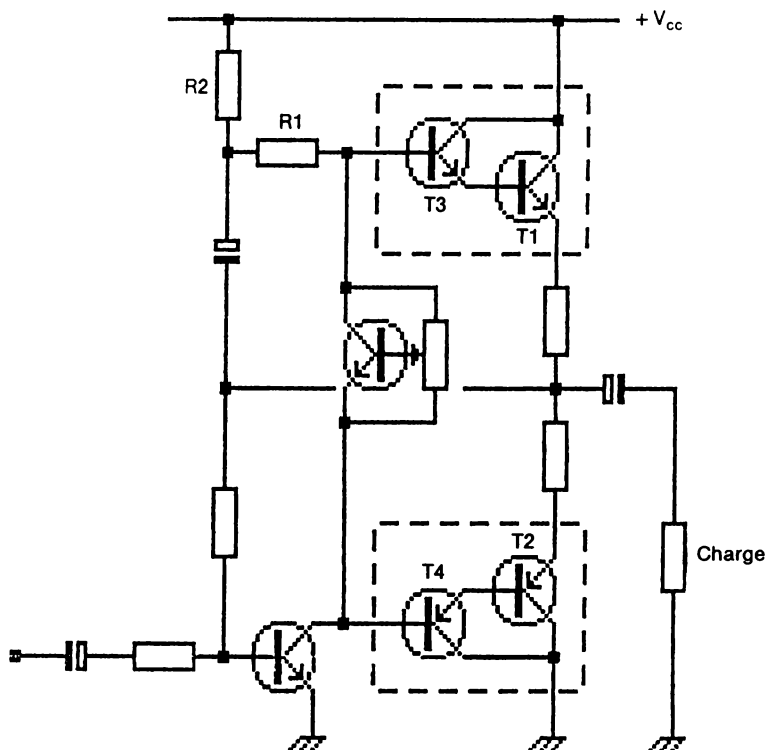


Fig. 31 : L'étage de sortie comprend deux transistors de puissance T1 et T2 (en encadré sur le schéma...), auxquels sont associés les darlington T3 et T4.

A votre avis, lequel (ou lesquels...) de ces 4 transistors est le plus susceptible de tomber en panne ?... Mais les quatre en même temps évidemment (voir Murphy à ce sujet...) ! En effet, il est bien rare qu'un transistor de puissance soit détruit sans que le soit également son darlington de commande, comme il est bien rare également qu'un seul côté de l'étage soit détruit sans que l'autre ne le soit également.

En clair, cela revient à dire que vous allez devoir retrouver les caractéristiques des 4 transistors de l'étage de sortie si vous souhaitez procéder à son dépannage, caractéristiques qui fort heureusement vont par paires puisque les transistors T1 et T2 constituent une première paire complémentaire (de puissance...) et les transistors T3 et T4 une seconde (de moyenne puissance...).

Fort de ces quelques considérations, vous allez débiter par le calcul du courant maximal et de la puissance maximale que vont devoir supporter les transistors de sortie de remplacement. En ce qui concerne le courant maximal de T1 ou T2, sa valeur s'établit à :

$$I_{\max} \# \frac{V_{cc} - 4}{2 \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en ampères})$$

... tandis que la puissance thermique maximale dans chacun des deux transistors se monte à :

$$P_{\max} \# \frac{(V_{cc} - 3)}{8} \cdot I_{\max} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Ceci étant, il vous faut maintenant faire de même pour les darlington de commande T3 et T4. Le hic (car il y en a un beau...), c'est qu'il faut connaître le gain en courant des transistors T1 et T2 de remplacement afin de pouvoir calculer le courant maximal (et donc la puissance maximale...) des darlington de commande T3 et T4.

Or si l'on ne peut déterminer le gain en courant des seuls transistors de puissance, il est possible d'obtenir le gain en courant global des deux transistors montés en darlington. Celui-ci a pour valeur :

$$\beta_{\text{global}} \# \frac{R1 + R2}{0,3} \cdot I_{\max}$$

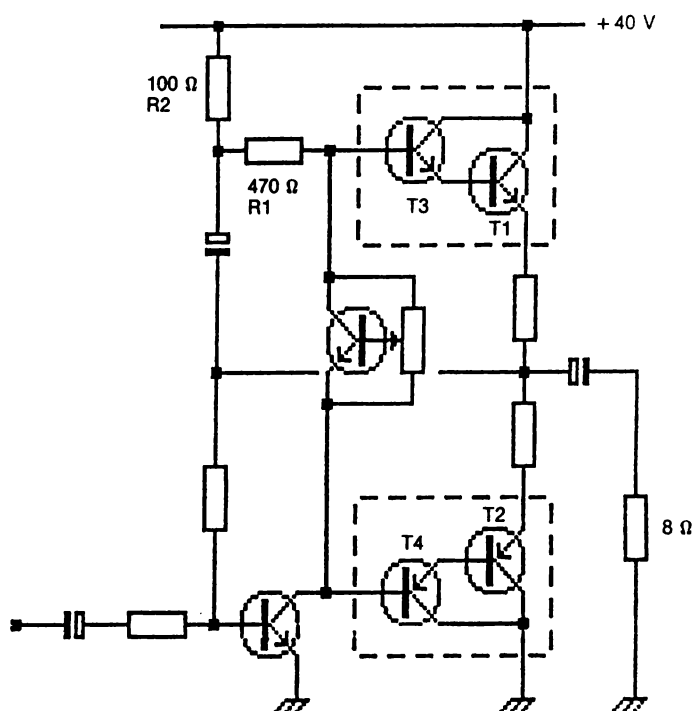
Ce faisant, il est alors plus facile de déterminer ce que devra être le gain en courant des transistors T1 et T2 de remplacement, puisque vous connaissez le gain en courant global de chaque darlington de sortie. Ainsi un gain en courant glo-

bal de 4000 peut très bien se décomposer en 50×80 , le darlington de commande se devant de posséder un gain de 50 et le transistor de sortie un gain de 80 ou vice-versa.

Ce choix (délicat...) étant réalisé, le calcul du courant maximal et de la puissance maximale que doivent pouvoir supporter les transistors T3 et T4 s'obtient alors aisément à l'aide des formules :

$I_{\max[T3,T4]} \# \frac{I_{\max[T1,T2]} }{\beta_{[T1,T2]}} \quad (\text{en ampères})$
$P_{\max[T3,T4]} \# \frac{(V_{cc} - 2)}{8} \cdot I_{\max[T3,T4]} \quad (\text{en watts efficaces})$

Exercice d'application



A partir du schéma suivant, déterminez les caractéristiques des transistors T1 à T4 de l'étage de sortie, de façon à procéder à leur remplacement :

L'impédance de charge et la tension d'alimentation étant connues, vous allez débiter par le calcul du courant maximal et de la puissance maximale que devront supporter les transistors T1 et T2 de remplacement. Le courant maximal se monte à...

$$I_{\max} \# \frac{V_{cc} - 4}{2 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$I_{\max} \# \frac{40 - 4}{2 \cdot 8}$$

$$I_{\max} \# 2,25 \text{ A}$$

... tandis que la puissance maximale a pour valeur :

$$P_{\max} \# \frac{V_{cc} - 3}{4} \cdot I_{\max}$$

$$P_{\max} \# \frac{40 - 3}{8} \cdot 2,25$$

$$P_{\max} \# 10,4 \text{ W (efficaces)}$$

Ceci fait, vous allez calculer le gain en courant global de chaque darlington pnp et npn. Ce gain en courant global est de :

$$\beta_{\text{global}} \# \frac{R1 + R2}{0,3} I_{\max}$$

$$\beta_{\text{global}} \# \frac{470 + 100}{0,3} \cdot 2,25$$

$$\beta_{\text{global}} \# 4275$$

Etant donné cette valeur de gain en courant global de 4275, vous allez considérer que le gain en courant des transistors T1 et T2 avoisine 70 et que celui des transistors T3 et T4 est de 60 ($70 \times 60 = 4200$). Dans ces conditions, vous allez obtenir pour le courant maximal des transistors T3 et T4:

$$I_{\max[T3,T4]} \# \frac{I_{\max[T1,T2]}}{\beta_{[T1,T2]}}$$

$$I_{\max[T3,T4]} \# \frac{2,25}{70}$$

$$I_{\max[T3,T4]} \# 32 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 32 \text{ mA}$$

... et pour la puissance maximale des mêmes transistors :

$$P_{\max} \neq \frac{V_{cc} - 2}{4} \cdot I_{\max[T3, T4]}$$

$$P_{\max} \neq \frac{40 - 2}{8} \cdot 32 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\max} \neq 0,15 \text{ W ou } 150 \text{ mW}$$

Vous opterez donc pour une paire complémentaire 50 V, 20 W, 4A, $\beta = 70$ pour les transistors T1 et T2 et pour une autre paire complémentaire 50 V, 300 mW, 100 mA, $\beta = 60$ pour les transistors T3 et T4.

32

Comment dépanner l'étage de sortie d'un amplificateur numérique ?

Les amplificateurs analogiques n'étant pas les seuls à avoir le privilège de tomber en panne, nous allons maintenant aborder la réparation de l'étage de sortie des amplificateurs numériques.

En quoi un étage de sortie d'amplificateur numérique diffère-t-il de celui d'un amplificateur analogique ?... Par l'absence de résistances de stabilisation thermique dans le circuit d'émetteur des transistors de sortie (sauf en cas de présence d'un circuit de protection...) et de transistor de polarisation de l'étage symétrique, comme cela est visible sur la figure 32 :

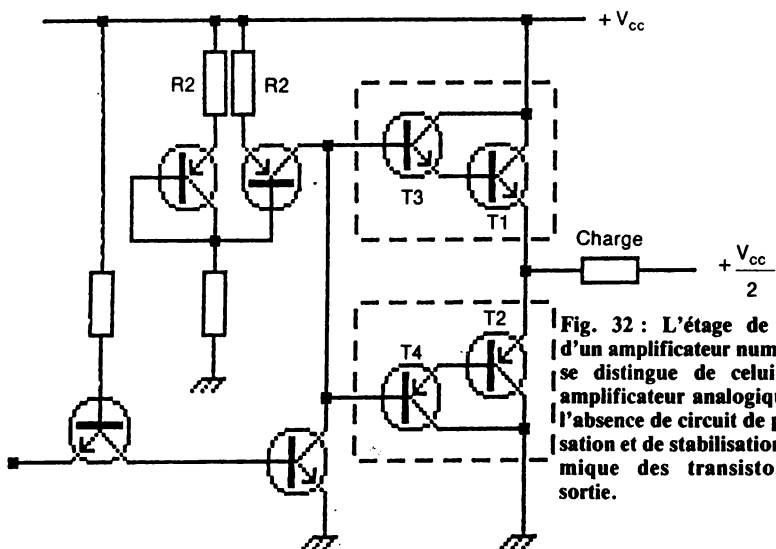


Fig. 32 : L'étage de sortie d'un amplificateur numérique se distingue de celui d'un amplificateur analogique par l'absence de circuit de polarisation et de stabilisation thermique des transistors de sortie.

En dehors de ces quelques différences et hormis le fait que la présence d'un générateur de courant est fortement recommandée en tant que charge d'émetteur du transistor d'attaque (il n'y a pas de rétro-action de type bootstrap pour annuler la tension aux bornes du résistor de charge R2...), tout est identique, y compris le procédé de calcul (seuls les résultats diffèrent...).

Nous allons donc commencer par rechercher le courant maximal et la puissance maximale que doivent pouvoir supporter les transistors de remplacement des transistors de puissance T1 et T2. Le courant maximal est égal à :

$$I_{\max[T1,T2]} \neq \frac{V_{cc} - 3}{2 \cdot R_{charge}} \quad (\text{en ampères})$$

... tandis que la puissance maximale s'établit à (par transistor...) :

$$P_{\max[T1,T2]} \neq 0,75 \cdot I_{\max[T1,T2]} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Ceci étant, il nous faut maintenant calculer le gain en courant global de chaque étage darlington (en encadré sur le schéma...) de façon à pouvoir évaluer les gains en courant de chacun des transistors. Ce gain en courant global a pour valeur :

$$\beta_{\text{global}} \neq \frac{R2}{0,1} \cdot I_{\max[T1,T2]}$$

Remarque : *Pour ceux qui chercheraient à démonter cette formule de calcul du gain en courant global, qu'ils n'oublient pas de multiplier par 2 leur résultat pour tenir compte du doublement du courant de commande, doublement qui a pour objet d'améliorer la saturation des transistors, rappelons-le.*

Ceci étant, et ayant fait une hypothèse sur ce que devrait être le gain en courant des transistors de sortie, il ne vous reste plus qu'à aborder le calcul du courant maximal et de la puissance maximale que devront supporter les darlington de commande. Le courant maximal s'établit à :

$$I_{\max} \neq \frac{I_{\max[T1,T2]}}{\beta_{[T1,T2]}} \quad (\text{en ampères})$$

$$P_{\max[T1,T2]} \# 0,75 \cdot I_{\max[T1,T2]}$$

$$P_{\max[T1,T2]} \# 0,75 \cdot 5,25$$

$$P_{\max[T1,T2]} \# 4 \text{ W}$$

Vous allez donc opter pour des transistors de puissance du type 30 V, 6A, 8 W. En fait, c'est l'intensité maximale du courant qui guidera votre choix. Il vous faudra vraisemblablement vous accommoder de modèles capable de supporter des tension et puissance nettement plus élevées que ce dont vous avez besoin (mais qui peut le plus, peut le moins...).

Ceci fait, il vous faut déterminer ce que doivent être les gains en courant des 4 transistors. Pour cela, vous allez calculer le gain en courant global de chaque étage darlington :

$$\beta_{\text{global}} \# \frac{R_2}{0,1} \cdot I_{\max[T1,T2]}$$

$$\beta_{\text{global}} \# \frac{100}{0,1} \cdot 5,25$$

$$\beta_{\text{global}} \# 5250$$

Ce gain en courant global étant de 5250, vous allez considérer qu'il correspond au produit de 70×75 (tout autre choix est bien entendu possible...) et vous allez décréter que le gain en courant des transistors de sortie se doit d'être égal à 75.

Fort de ceci, vous allez pouvoir calculer l'intensité maximale du courant qui traverse les transistors T3 et T4. Ce courant a pour valeur :

$$I_{\max[T3,T4]} \# \frac{I_{\max[T1,T2]}}{\beta_{[T1,T2]}}$$

$$I_{\max[T3,T4]} \# \frac{5,25}{75}$$

$$I_{\max[T3,T4]} \# 70 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 70 \text{ mA}$$

Quant à la puissance que vont devoir dissiper ces deux transistors, celle-ci se monte à :

$$P_{\max[T3,T4]} \# 0,5 \cdot I_{\max[T3,T4]}$$

$$P_{\max[T3,T4]} \# 0,5 \cdot 70 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\max[T3,T4]} \# 35 \cdot 10^{-3} \text{ W ou } 35 \text{ mW (efficaces)}$$

Autant dire que tout transistor de faible puissance fera l'affaire, du moment qu'il peut supporter 30 V, 100 mA, 50 mW et que son gain en courant soit voisin de 70.

33 Comment ajouter un circuit de protection à un étage symétrique ?

Après avoir mis en panne (accidentellement, s'entend...) et réparé à plusieurs reprises le même amplificateur de puissance, vous souhaitez peut-être mettre fin une bonne fois pour toute à cette longue suite d'événements fâcheux.

Pour cela, il vous faut insérer un circuit de protection (cf chapitre 21...) dans le circuit d'émetteur des transistors de sortie, tel que l'illustre la figure 33.1 :

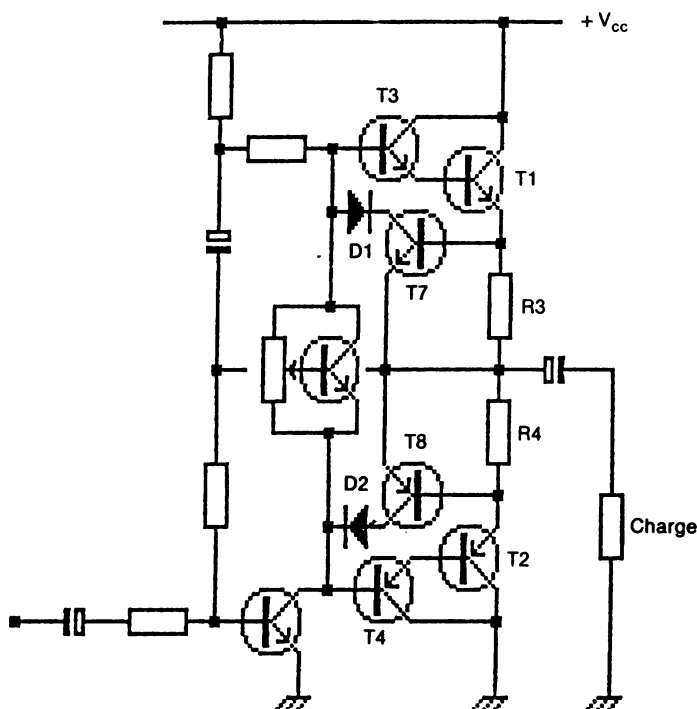


Fig. 33.1 : L'insertion d'un circuit de protection dans l'étage de sortie d'un amplificateur analogique ne nécessite que 2 transistors ($T7$ et $T8$) et 2 diodes ($D1$ et $D2$)...

Comme vous pouvez le constater, ce circuit de protection est d'autant plus facile à installer sur l'étage de sortie d'un amplificateur analogique, que ce dernier est déjà équipé des 2 résisteurs d'émetteur (R3 et R4 sur le schéma...) nécessaires à son fonctionnement. Tout au plus faut-il vous assurer que la valeur de ces 2 résisteurs est égale à :

$$R3 = R4 \neq \frac{R_{\text{charge}}}{V_{\text{cc}} - 4} \quad (\text{en ohms})$$

Attention : Toute différence importante entre la valeur des résisteurs d'émetteur en place et celle que vous venez de calculer aurait pour conséquence de faire fonctionner trop tôt le circuit de protection (R3, R4 trop grand...) ou trop tard (R3, R4 trop faible...).

Cette vérification faite, il vous faut maintenant déterminer les valeurs maximales de courant et de puissance que vont devoir supporter les 4 composants du circuit de protection. Côté courant maximal, celui-ci s'établit à :

$$I_{\text{max}[T7, T8]} \neq \frac{V_{\text{cc}} - 4}{2 \cdot \beta_{[T1, T2]} \cdot \beta_{[T3, T4]} \cdot R_{\text{charge}}} \quad (\text{en ampères})$$

Autant dire qu'il n'est pas bien gros !... Tout au plus frise-t-il la dizaine de milliampères à travers les diodes D1 et D2 et les transistors T7 et T8. Côté puissance maximale, celle-ci ne dépasse guère :

$$P_{\text{max}[T7, T8]} \neq 0,6 \cdot I_{\text{max}[T7, T8]} \quad (\text{en watts efficaces})$$

Quant au gain en courant des transistors T7 et T8 du circuit de protection, prenez donc ce qui vous tombera sous la main car ce paramètre est quasiment sans importance.

Après l'étage de sortie d'un amplificateur analogique, voyons maintenant comment insérer un circuit de protection dans un étage symétrique d'amplificateur numérique.

Celui-ci étant dépourvu de résistances d'émetteur, il vous faut en insérer deux comme indiqué sur la figure 33.2, la valeur de chaque résistor R3 et R4 se devant d'être égale à :

$$R3 = R4 \neq \frac{R_{charge}}{V_{cc} - 4} \quad (\text{en ohms})$$

Maintenant, ne croyez pas que l'insertion de résistances d'émetteur va perturber le fonctionnement de l'amplificateur numérique. Rien ne va changer !... Tout au plus, allez-vous constater une baisse d'un volt de la tension crête à crête du signal rectangulaire délivré à la charge. Un point c'est tout !... Quant aux calculs des caractéristiques des composants du circuit de protection, ils sont identiques aux précédents.

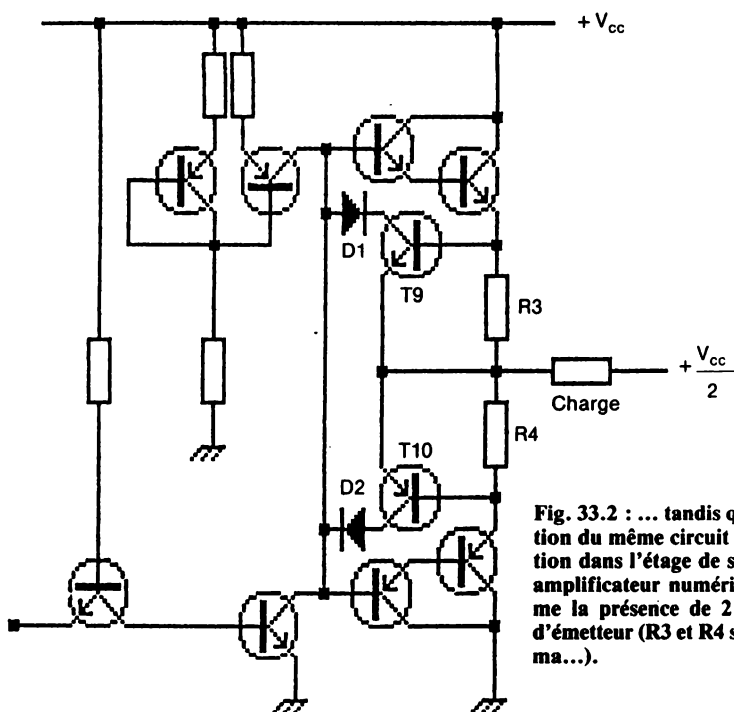
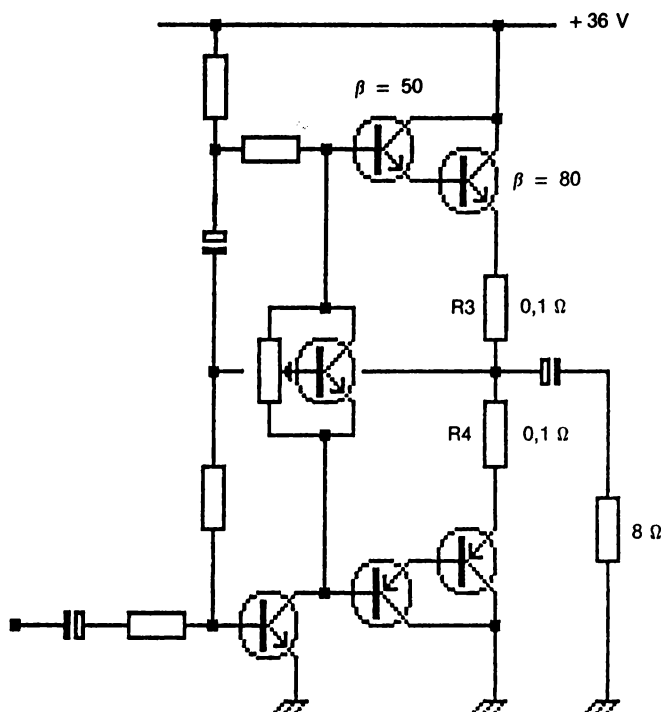


Fig. 33.2 : ... tandis que l'insertion du même circuit de protection dans l'étage de sortie d'un amplificateur numérique réclame la présence de 2 résistances d'émetteur (R3 et R4 sur le schéma...).

Exercice d'application

Las de réparer l'étage de sortie de l'amplificateur analogique suivant, vous décidez de lui rajouter un circuit de protection contre les court-circuits. Après avoir

dessiné le schéma, calculez les caractéristiques des composants nécessaires (pour raccourcir vos calculs, vous allez considérer que $\beta_{[T1,T2]} = 80$ et $\beta_{[T3,T4]} = 50$) :



Après avoir rajouté le circuit de protection sur l'étage de sortie de l'amplificateur analogique qui vous est proposé, vous allez commencer par vérifier si la valeur des résisteurs d'émetteur convient au circuit de protection. Celle-ci doit être égale à :

$$R3 = R4 \neq \frac{R_{charge}}{V_{cc} - 4}$$

$$R3 = R4 \neq \frac{8}{36 - 4}$$

$$R3 = R4 \neq 0,25 \Omega$$

Les résisteurs en place étant des modèles de 0,1 Ω /3 W, vous allez les remplacer par des modèles de 0,22 Ω /3 W qui conviendront mieux.

Ceci fait, vous allez calculer l'intensité maximale du courant qui va circuler au travers des diodes D1 et D2 et des transistors T7 et T8. Cette intensité a pour valeur :

$$I_{\max[T7,T8]} \# \frac{V_{cc} - 4}{2 \cdot \beta_{[T1,T2]} \cdot \beta_{[T3,T4]} \cdot R_{charge}}$$

$$I_{\max[T7,T8]} \# \frac{36 - 4}{2 \cdot 80 \cdot 50 \cdot 8}$$

$$I_{\max[T7,T8]} \# 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ A ou } 0,5 \text{ mA}$$

C'est peu, n'est-ce pas !... Quant à la puissance, ce n'est guère plus. Normalement, vous devriez trouver celle-ci égale à :

$$P_{\max[T7,T8]} \# 0,6 \cdot I_{\max[T7,T8]}$$

$$P_{\max[T7,T8]} \# 0,6 \cdot 0,5$$

$$P_{\max[T7,T8]} \# 0,3 \cdot 10^{-3} \text{ W ou } 0,3 \text{ mW (efficaces)}$$

Autant dire que n'importe quel transistor fera l'affaire, du moment qu'il supporte les 36 volts de la tension d'alimentation.

~

34 Comment gonfler la puissance de sortie d'un amplificateur?

Vous disposez d'un amplificateur de puissance et vous vous dites que vous aimeriez bien en augmenter la puissance de sortie, quitte pour cela à devoir modifier la valeur de quelques composants (ce que vous savez faire, par ailleurs...).

Si donc une telle démarche vous intéresse, il vous faut commencer par être en possession des spécifications des transistors employés de façon à savoir jusqu'où il ne faut pas aller. En effet, seule la connaissance précise des limites de fonctionnement d'un transistor vous permettra de juger s'il est capable de supporter ou non l'accroissement de courant, de tension ou de puissance que vous souhaitez lui imposer.

Important : *Bien que tout soit possible, il s'avère en pratique qu'un doublement de la puissance de sortie soit un résultat fort honorable qu'il convient de ne pas trop chercher à dépasser. Deviner pourquoi ?*

Ceci dit, vous disposez de deux méthodes simples pour augmenter la puissance de sortie de votre amplificateur. La première consiste à accroître la tension d'alimentation de l'amplificateur et la seconde à abaisser l'impédance de la charge de sortie.

L'accroissement de valeur de la tension d'alimentation étant de loin la méthode la plus simple à mettre en œuvre, c'est par elle que nous allons commencer. Ainsi donc, si l'on considère le schéma (simplifié...) de l'amplificateur analogique de la figure 34, on se rend immédiatement compte qu'un accroissement de la tension d'alimentation se répercute par un accroissement quasi-proportionnel de la tension du signal disponible aux bornes de la charge et donc de la puissance aux bornes de celle-ci :

Cela se vérifie d'ailleurs aisément avec la formule :

$$\frac{P'_{\text{sortie}}}{P_{\text{sortie}}} \approx \left(1 + \frac{\Delta V}{V_{cc} - 4} \right)^2$$

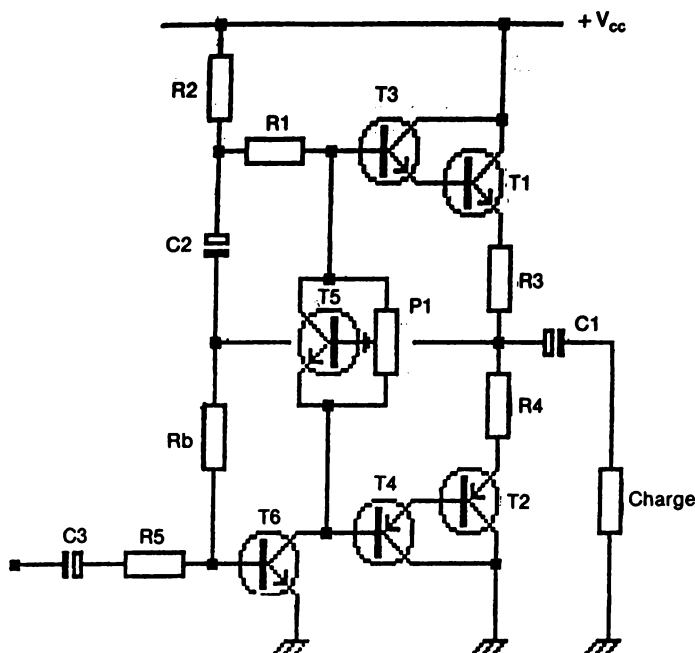


Fig. 34 : Un accroissement de la tension d'alimentation permet d'augmenter la puissance de sortie d'un amplificateur analogique (à condition que les transistors le supportent...).

... dans laquelle P'_{sortie} et P_{sortie} correspondent respectivement à la puissance maximale disponible aux bornes de la charge *avec* ou *sans* accroissement ΔV de la tension d'alimentation.

Quelles vont être les conséquences de cet accroissement de la tension d'alimentation sur les caractéristiques de fonctionnement des transistors de l'amplificateur ?

Tout d'abord, il faudra que ceux-ci puissent supporter la nouvelle valeur de la tension d'alimentation. Ensuite, ce sont toutes les puissances thermiques dissipées par les transistors qui vont augmenter dans le même rapport que la puissance de sortie (pensez à la taille des radiateurs thermiques...). Enfin, ce sont les courants qui vont également augmenter et ce, dans le rapport suivant :

$$\frac{I'_{\text{max}}}{I_{\text{max}}} = 1 + \frac{\Delta V}{V_{\text{cc}} - 4}$$

Côté composants passifs, seuls les condensateurs électrochimiques sont à regarder de près de façon à vérifier si leur tension d'isolement est suffisante pour supporter la nouvelle valeur de la tension d'alimentation. Les résisteurs, quant à eux, peuvent demeurer tels quels.

Cette première méthode présentant quelques limitations, notamment lorsque la tension d'alimentation ne peut être augmentée (allez donc accroître la tension d'une batterie de voiture...). C'est pourquoi vous pouvez lui préférer la seconde méthode qui consiste à diminuer l'impédance de la charge de sortie.

Dans ce cas, l'accroissement de puissance est proportionnel au rapport des impédances de charge, tel que le montre la formule :

$$\frac{P'_{\max}}{P_{\max}} \neq \frac{P_{\text{charge}}}{R'_{\text{charge}}}$$

... dans laquelle $P'_{\max}$ et $P_{\max}$ représente respectivement les puissances maximales disponibles aux bornes d'une charge d'impédance R'_{charge} et R_{charge} .

En clair, cela revient à dire qu'une division par deux de l'impédance de la charge de sortie devrait (vous noterez le conditionnel...) se traduire par un accroissement par deux de la puissance de sortie. En fait, cela n'est vrai que si vous reprenez de A à Z le calcul complet de tous les composants de l'amplificateur.

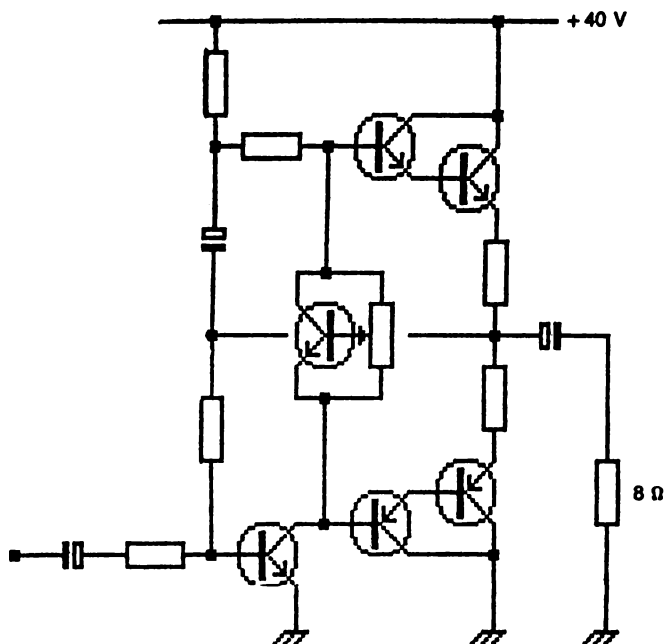
Exercice d'application

Etant donné l'amplificateur de puissance suivant, déterminez de combien il vous faut accroître la tension d'alimentation pour porter sa puissance à 60 W efficaces. Vous supposerez que tous les composants sont capables de supporter les conséquences de cet accroissement de tension (voir schéma page suivante).

La puissance maximale de sortie de cet amplificateur n'étant pas connue, il vous faut la calculer en tout premier lieu. Cette puissance est égale à :

$$P_{\text{sortie}} \neq \frac{(V_{\text{cc}} - 4)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}} = \frac{(40 - 4)^2}{4 \cdot 8} = 40,5 \text{ W}$$

Cet amplificateur possède donc une puissance de sortie voisine de 40 watts. Comme vous souhaitez porter cette puissance à 60 W, il va vous falloir accroître la tension d'alimentation de :



$$\frac{P'_{\text{sortie}}}{P_{\text{sortie}}} \approx \left(1 + \frac{\Delta V}{V_{cc} - 4} \right)^2$$

$$\Delta V \approx (V_{cc} - 4) \left(\sqrt{\frac{P'_{\text{sortie}}}{P_{\text{sortie}}}} - 1 \right) = (40 - 4) \left(\sqrt{\frac{60}{40}} - 1 \right) = 8 \text{ V}$$

En d'autres termes, en augmentant la tension d'alimentation de 40 à 48 volts, ce qui correspond à un accroissement de 20 %, vous augmentez la puissance de sortie de 40 à 60 watts, c'est-à-dire de 50 %. Joli effet multiplicateur, n'est-ce pas !

L'ennui, c'est que vous allez retrouver cet effet multiplicateur de 50 % pour toutes les puissances thermiques dissipées par les transistors. Quant aux courants, l'effet multiplicateur se monte à :

$$\frac{I'_{\text{max}}}{I_{\text{max}}} \approx 1 + \frac{\Delta V}{V_{cc} - 4}$$

$$\frac{I'_{\text{max}}}{I_{\text{max}}} \approx 1 + \frac{8}{40 - 4} = 1,22 \text{ soit } 22 \%$$

35

Comment déterminer la puissance de sortie d'un amplificateur ?

Vous n'avez pas été sans remarquer la profusion de formules (toutes différentes, bien sûr...) destinées à vous permettre de calculer la puissance maximale de sortie d'un amplificateur de puissance. Or, cette diversité provient du fait que les amplificateurs sont eux-mêmes très divers, selon qu'ils sont de type analogique ou numérique, à étage de sortie asymétrique ou symétrique, avec ou sans circuit de protection, etc...

Le but du présent chapitre est donc de récapituler dans trois tableaux faciles à consulter l'ensemble de ces formules de calculs. C'est ainsi que si l'on débute par les amplificateurs à étage de sortie asymétrique, on obtient 4 cas de figures selon que l'amplificateur est destiné à amplifier des signaux analogiques ou numériques et selon la présence ou non d'un circuit de protection dans le circuit d'émetteur du transistor de puissance.

ETAGE DE SORTIE ASYMETRIQUE		
	Analogique	Numérique
sans circuit de protection	$P_{\text{sortie}} \# \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$	$P_{\text{sortie}} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$
avec circuit de protection	$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 1)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$	$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 1)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$

Remarque : Les étages de sortie asymétriques pris en considération sont uniquement ceux à charge de collecteur. Pour les autres (c'est-à-dire ceux à charge d'émetteur...), il vous faut vous reporter au chapitre 3 du présent ouvrage.

Maintenant, si vous jetez un coup d'œil à ce premier tableau récapitulatif, que constatez-vous ?... Tout d'abord qu'à tension d'alimentation égale, un amplificateur numérique délivre deux fois plus de puissance qu'un amplificateur analogique sur une même charge. Ensuite, qu'un circuit de protection inséré dans le

circuit d'émetteur du transistor de sortie introduit une chute de tension crête à crête de 1 volt, chute de tension qui vient en déduction de la tension maximale disponible aux bornes de la charge.

Après les amplificateurs à étage de sortie asymétrique, voyons ce qu'il en est de ceux à étage de sortie symétrique :

ETAGE DE SORTIE SYMETRIQUE		
	Analogique	Numérique
sans circuit de protection	$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$	$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 3)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$
avec circuit de protection		$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$

Ce second tableau amène quelques commentaires nouveaux, dont un concernant la puissance de sortie d'un amplificateur analogique avec ou sans circuit de protection. C'est la même !... Pourquoi cela ?... Parce que l'étage de sortie symétrique nécessite la présence de résisteurs de stabilisation thermique, qu'il y ait ou non un circuit de protection branché dessus.

Notez qu'en ce qui concerne les puissances de sortie, celles-ci sont plus faibles avec un étage symétrique qu'avec un étage asymétrique, la chute de tension crête à crête introduite par les 4 transistors de sortie étant de l'ordre de 3 volts. Toutefois, n'oubliez pas que cette légère diminution de la puissance de sortie est fortement compensée par la baisse importante de puissance thermique dégagée dans les transistors, baisse qui est due rappelons-le, au fonctionnement en classe B de l'étage final (cf chapitre 4..).

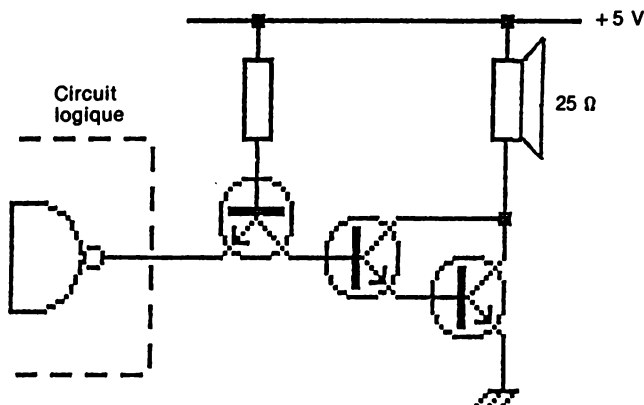
Reste pour finir à rappeler la puissance de sortie qu'il est possible d'obtenir avec un montage en pont de deux amplificateurs à étage de sortie symétrique équipés d'un circuit de protection (il y a intérêt...) :

MONTAGE EN PONT DE 2 AMPLIFICATEURS		
	Analogiques	Numériques
avec circuit de protection	$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{2 \cdot R_{\text{charge}}}$	$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{R_{\text{charge}}}$

Notez à ce propos le quadruplement de la puissance qui en résulte. Intéressant résultat, n'est-ce pas ?

Exercice d'application n° 1

Déterminez la puissance de sortie de l'amplificateur numérique suivant, sachant qu'il s'agit d'un amplificateur audiofréquence placé à l'intérieur d'un micro-ordinateur :



S'agissant d'un amplificateur numérique à étage de sortie asymétrique, sa puissance maximale de sortie a pour valeur :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{5 \cdot 5}{4 \cdot 25}$$

$$P_{\text{sortie}} \# 0,25 \text{ W ou } 250 \text{ mW (efficaces)}$$

Exercice d'application n° 2

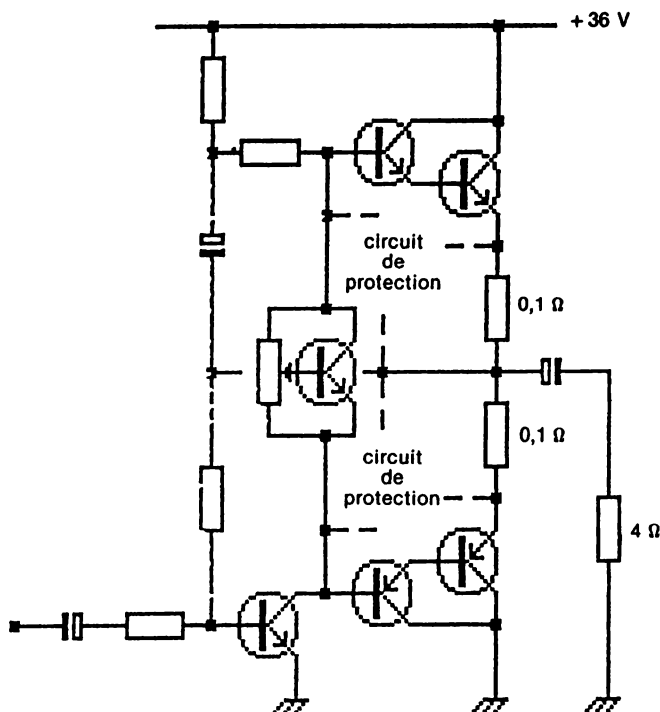
Déterminez la baisse de puissance de sortie que va occasionner l'insertion d'un circuit de protection dans l'étage de sortie de l'amplificateur analogique suivant :

La valeur des résisteurs d'émetteur en place étant adaptée à l'insertion d'un circuit de protection, la puissance de sortie demeure identique à ce qu'elle était, à savoir :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{8 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(36 - 4)^2}{8 \cdot 4}$$

$$P_{\text{sortie}} \# 32 \text{ W (efficaces)}$$



L'introduction de circuits de protection dans l'étage de sortie de cet amplificateur analogique est sans effet sur la puissance de sortie.

Exercice d'application n° 3

Déterminez la puissance de sortie qu'il est possible d'obtenir à l'aide de deux amplificateurs analogiques (identiques au modèle précédent) montés en pont, l'impédance de la charge de sortie étant portée à 8 ohms.

Les deux amplificateurs montés en pont étant de type analogique et équipés d'un circuit de protection de l'étage de sortie, la puissance maximale de sortie qu'ils délivrent se monte à :

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(V_{cc} - 4)^2}{2 \cdot R_{\text{charge}}}$$

$$P_{\text{sortie}} \# \frac{(36 - 4)^2}{2 \cdot 8}$$

$$P_{\text{sortie}} \# 64 \text{ W (efficaces)}$$

Ainsi donc, il est possible de doubler la puissance de sortie aux bornes d'une charge en doublant son impédance et en l'alimentant par deux amplificateurs identiques montés en pont.

36

Vous disposez d'un amplificateur analogique (en état de marche, cette fois-ci...) et vous aimeriez bien connaître sa sensibilité d'entrée, ne serait-ce que pour savoir si vous pouvez le brancher à la suite d'une table de mixage ou d'un égaliseur pour ne citer que ces deux exemples courants.

Avant d'aller plus loin, vous souhaiteriez que l'on vous explique ce qu'est la sensibilité d'entrée d'un amplificateur ?... C'est la tension efficace du signal qui, appliquée à l'entrée de l'amplificateur, suffit à lui faire produire sa puissance maximale aux bornes de la charge.

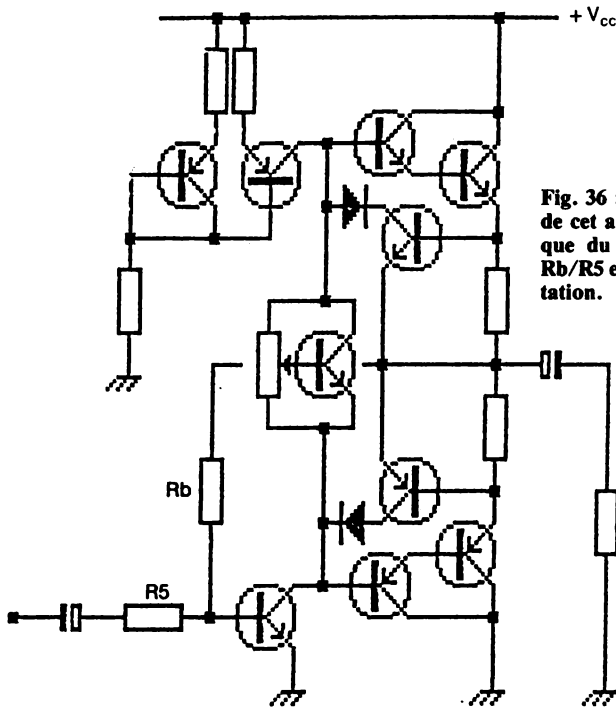


Fig. 36 : La sensibilité d'entrée de cet amplificateur ne dépend que du rapport des résisteurs R_b/R_5 et de la tension d'alimentation.

Ainsi, si vous prenez l'exemple du schéma de la figure 36 (qui est celui d'un amplificateur analogique protégé...), vous allez facilement pouvoir déterminer sa sensibilité d'entrée en appliquant la formule :

$$S_{\text{entrée}} \approx 0,35 \cdot \frac{R5(V_{cc} - 4)}{R_b} \quad (\text{en volts efficaces})$$

Comme vous voyez, point n'est besoin d'effectuer de grands calculs pour parvenir à ce résultat. Il vous suffit de vous rappeler que la sensibilité d'entrée d'un amplificateur dépend du réseau de contre-réaction (en l'occurrence, il s'agit des résisteurs $R5$ et R_b ...) et de la valeur de la tension d'alimentation. Peut-on faire plus simple ?

Remarque : *Vous noterez que la sensibilité d'entrée d'un amplificateur s'exprime en volts efficaces. Si vous souhaitez l'obtenir en volts crête, il vous suffit d'employer un coefficient multiplicateur de 0,5 en lieu et place de celui de 0,35.*

Ceci étant, intéressons-nous maintenant au gain en tension de cet amplificateur. Pour mémoire, il est rappelé que le gain en tension correspond au rapport (généralement exprimé en décibels...) de la tension de sortie sur la tension d'entrée, les deux se devant d'être exprimées dans les mêmes unités (volts efficaces, crête ou crête à crête selon le cas...).

En ce qui concerne le gain en tension de l'amplificateur de la figure 36, celui-ci se monte à :

$$G_{\text{tension}} \approx 20 \log_{10} \frac{R_b}{R5} \quad (\text{en décibels})$$

Là, cela se complique un peu !... Pourtant nous allons compliquer encore un peu plus en établissant la relation qui existe entre la sensibilité d'entrée et le gain en tension d'un amplificateur.

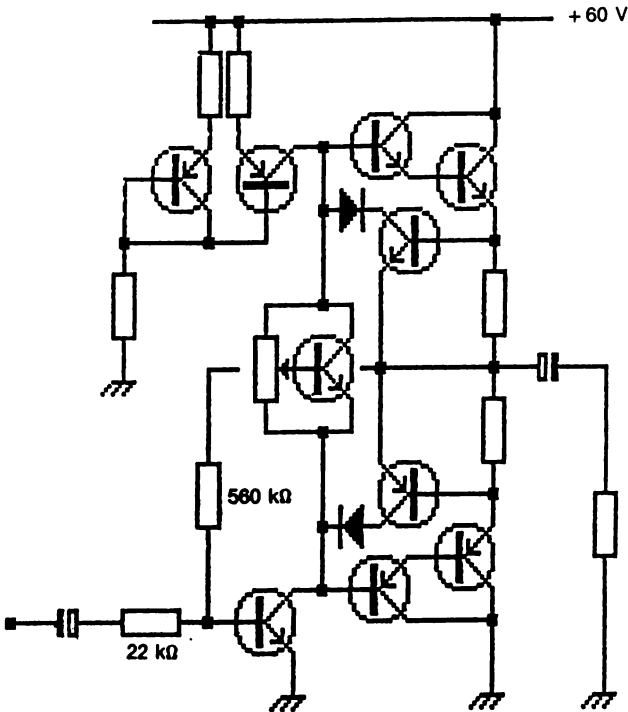
Pourquoi faire ?... Mais pour déterminer la sensibilité d'un amplificateur dont le schéma est différent de celui de la figure 36, mais pour lequel on dispose de son gain en tension (il arrive que le constructeur le précise à la suite de la puissance de sortie...).

Ainsi donc, la sensibilité d'un amplificateur est reliée au gain en tension de celui-ci par la relation :

$$S_{\text{entrée}} \approx 0,35 \cdot \frac{V_{cc} - 4}{10 \cdot \frac{C_{\text{tension}}}{20}} \quad (\text{en volts efficaces})$$

Exercice d'application n° 1

A partir du schéma suivant, déterminez la sensibilité d'entrée et le gain en tension de l'amplificateur analogique qui y est décrit :



Pour déterminer la sensibilité d'entrée de cet amplificateur, point n'est besoin de relever l'ensemble des valeurs de ses composants. Seule la valeur des résistances R_b et R_5 ainsi que celle de la tension d'alimentation vous sont nécessaires (c'est pourquoi seules ces valeurs figurent sur le schéma...).

Dans ces conditions, la sensibilité d'entrée s'établit à :

$$S_{\text{entrée}} \# 0,35 \cdot \frac{R_5(V_{cc} - 4)}{R_b}$$

$$S_{\text{entrée}} \# 0,35 \cdot \frac{22 \cdot 10^3(60 - 4)}{560 \cdot 10^{-3}}$$

$$S_{\text{entrée}} \# 0,77 \text{ V ou } 770 \text{ mV (efficaces)}$$

Vous noterez que cette sensibilité d'entrée est proche du niveau normalisé de 0 dB, mais ceci n'est qu'un détail...

Au tour maintenant du gain en tension de l'amplificateur. Etant donné le rapport R_b/R_5 , ce gain en tension (exprimé en décibels...) est égal à :

$$G_{\text{tension}} \# 20 \log_{10} \frac{R_b}{R_5}$$

$$G_{\text{tension}} \# 20 \log_{10} \frac{560 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

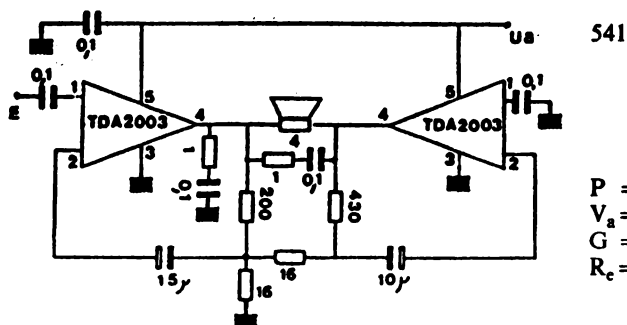
$$G_{\text{tension}} \# 28 \text{ dB}$$

Pour ceux que l'usage des décibels incommode, vous pouvez exprimer le gain en tension sous forme de nombre (dans ce cas les puristes vous diront qu'il ne s'agit plus d'un gain mais d'une amplification...). Dans le cas présent, le gain (ou l'amplification...) exprimé en nombre est égal à $560/22$ soit très peu différent de 25.

Exercice d'application n° 2

En vous reportant au schéma n° 541 de 1300 SCHEMAS, déterminez la sensibilité d'entrée de l'amplificateur qui y est présenté.

CIRCUITS AUDIO



Bien qu'il s'agisse d'un montage en pont de deux amplificateurs intégrés, il n'en demeure pas moins que le gain en tension de 40 dB qui est indiqué correspond à celui du montage dans son ensemble. Dans ces conditions, la sensibilité d'entrée de ce montage est de :

$$S_{\text{entrée}} \approx 0,35 \cdot \frac{V_{cc} - 4}{10 \frac{G_{\text{tension}}}{20}}$$

$$S_{\text{entrée}} \approx 0,35 \cdot \frac{14,4 - 4}{10 \frac{G_{\text{tension}}}{20}}$$

$$S_{\text{entrée}} \approx 0,36 \text{ V ou } 360 \text{ mV (efficaces)}$$

TABLE DES MATIERES

1^{ère} partie : Les amplificateurs analogiques	5
Comment réaliser un amplificateur de puissance élémentaire	6
Comment mettre en œuvre l'étage amplificateur à collecteur commun ?	10
Comment supprimer le courant continu dans la charge ?	14
Comment annuler le courant de repos de l'étage de puissance ? .	18
Comment éliminer la distorsion de raccordement ?	22
Comment réduire le courant dans le pont de polarisation ?	26
Comment insérer un étage d'attaque ?	30
Comment rendre le courant de repos indépendant du niveau du signal ?	34
Comment améliorer la linéarité de l'étage d'attaque	39
Comment compenser la dérive thermique des transistors ?	43
Comment limiter le gain en tension de l'étage d'attaque ?	47
Dans quel ordre faut-il effectuer les calculs ?	52
2^e partie : Les amplificateurs numériques	61
Comment amplifier les signaux numériques ?	62
Comment déterminer les puissances mises en jeu dans un amplificateur numérique ?	66
Comment réaliser un amplificateur non inverseur ?	68
Comment interfacer un circuit logique TTL ou CMOS ?	72
Comment relier la charge à la masse du montage ?	76
Comment constituer un étage de sortie symétrique ?	80
Comment augmenter la puissance de sortie d'un étage symétrique ?	84
Comment remplacer un résistor par un générateur de courant ?	88
Comment protéger les étapes de puissance contre les court-circuits ?	92
Comment absorber l'extra-courant de rupture des charges inductives ?	96
Comment associer deux amplificateurs identiques dans un montage en pont ?	98
Dans quel ordre faut-il effectuer les calculs ?	102
3^e partie : Dépannage des amplificateurs de puissance	108
Quelles sont les spécifications minimales qui suffisent à définir un composant ?	109
Comment rechercher les spécifications minimales d'un transistor en panne ?	111
Comment dépanner l'étage d'entrée d'un amplificateur analogique ?	115
Comment déterminer les caractéristiques d'un générateur de courant ?	120
Comment retrouver les caractéristiques d'un transistor polarisé par pont diviseur ?	125
Comment remplacer le transistor de polarisation d'un étage de sortie ?	129
Comment dépanner l'étage de sortie d'un amplificateur analogique ?	133
Comment dépanner l'étage de sortie d'un amplificateur numérique ?	138
Comment ajouter un circuit de protection à un étage symétrique ?	142
Comment gonfler la puissance de sortie d'un amplificateur ?	147
Comment déterminer la puissance de sortie d'un amplificateur ?	151
Comment évaluer la sensibilité d'entrée et le gain en tension d'un amplificateur ?	155

Service lecteurs

(à retourner à Éditions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris)

Pour nous permettre de vous proposer des ouvrages toujours meilleurs, nous souhaiterions recevoir vos critiques, appréciations et suggestions sur le présent livre :

Quels sont les ouvrages (thème, sujet, niveau) que vous souhaiteriez voir publier par notre société ?

Nous vous remercions de votre confiance et de votre coopération.

Éditions Radio

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement (mettre une croix dans la case) :

- ☐ Votre catalogue général (Electronique professionnelle et grand public, Informatique, Hi-Fi, Vidéo)

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

Secteur d'activité et fonction : _____

CENTRES D'INTÉRÊTS

- | | |
|---|---|
| ☐ Electronique professionnelle | ☐ Micro-informatique professionnelle |
| ☐ Electronique de loisirs | ☐ Micro-informatique de loisirs |
| ☐ Vidéo | ☐ Autres : |
| ☐ Hifi, CB... | _____ |

Service lecteurs

Correspondance auteurs

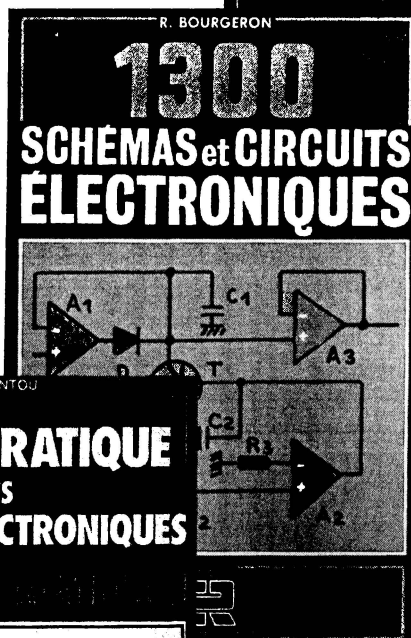
(à retourner à Éditions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris)

Pour toute demande d'éclaircissements techniques relatifs à ce livre, formulez ci-dessous vos questions, avec le maximum de précisions :

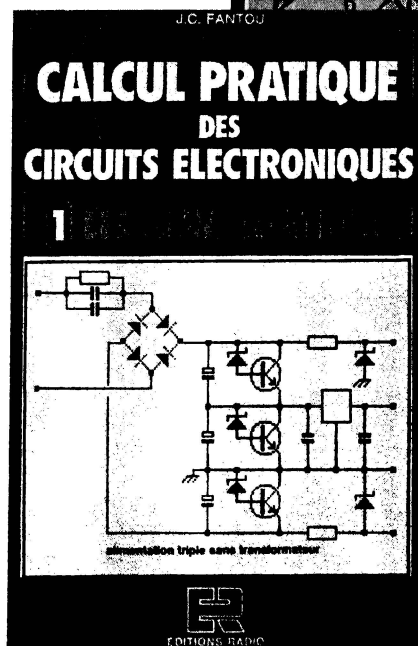
[illegible]

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____



100
MANIPULATIONS
10000 Comptes rendus pour
350 OSCILLOGRAMMES



ÉDITIONS RADIO

CALCUL PRATIQUE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES

2 AMPLIS DE PUISSANCE

Recueil de recettes pratiques pour
calculer, réaliser et dépanner

les amplificateurs de puissance analogiques
et numériques.

Ne faisant appel qu'à des formules très simples,
cet ouvrage aide le lecteur à retrouver de lui-même
les valeurs caractéristiques des composants élec-
troniques des amplificateurs de puissance.



9 782709 110150

ISBN 2 7091 1015 6

Code 61



ÉDITIONS RADIO